



Implantation de la communication CPL haut débit en embarqué

Wilfried Gouret

► To cite this version:

Wilfried Gouret. Implantation de la communication CPL haut débit en embarqué. Sciences de l'ingénieur [physics]. INSA de Rennes, 2007. Français. NNT : . tel-00286944

HAL Id: tel-00286944

<https://theses.hal.science/tel-00286944>

Submitted on 10 Jun 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre : D 07 – 04



Thèse

présentée devant

l'Institut National des Sciences Appliquées de Rennes

pour obtenir le titre de

Docteur

spécialité : *Électronique*

Contribution à l'étude des communications courant porteur haut débit pour l'embarqué

par

Wilfried GOURET

À soutenu le 14 / 05 / 2007 devant la commission d'examen :

Rapporteurs	Mme Martine LIENARD	Professeur à l'Université de Lille 1
	M. Jean-Pierre ELLOY	Professeur à l'Ecole Centrale de Nantes
Examineurs	Mme Gabrielle LANDRAC	Professeur à l'ENST de Bretagne
	Mme Fabienne NOUVEL	Maître de Conférences HDR à l'INSA de Rennes
	M. Ghais EL ZEIN	Professeur à l'INSA de Rennes
	M. Marc SEMELLE	Responsable Projet CPL - VALEO
	M. Michael HADDAD	Responsable Projet - PSA Peugeot Citroën

Institut National des Sciences Appliquées, Rennes
Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes
Groupe Communications-Propagation-Radar

à ma maman,

à mon papa,

Remerciements

Je tiens tout d'abord à remercier Mr Ghais EL-ZEIN professeur des Universités de l'INSA de Rennes, mon directeur de thèse et surtout remercier Madame Fabienne NOUVEL, Maître de Conférences HDR à l'INSA de Rennes, qui pendant ces trois années de thèse m'a toujours assuré un suivi constant dans mes divers avancements de travaux. Je la remercie aussi pour ses qualités relationnelles qui ont permis un échange aisé de nos divers points de vue au cours de ces travaux.

Je tiens également à remercier l'ensemble des membres de mon jury d'avoir accepté de juger et d'évaluer ces travaux de thèse. Je remercie sincèrement Mme Martine LIENARD, Professeur à l'Université de Lille 1 et M. Jean-Pierre ELLOY, Professeur à l'Ecole Centrale de Nantes pour l'attention qu'ils ont accordée à la lecture de ce manuscrit ainsi que pour leur participation au jury en tant que rapporteurs. Je remercie également Mme Gabrielle LANDRAC président du jury et Professeur à l'ENST de Bretagne, M. Michael HADDAD, Responsable Projet - PSA Peugeot Citroën ainsi que M. Marc SEMELLE, Responsable Projet CPL - VALEO d'avoir pris de leur temps et d'avoir participé au jury en tant qu'examineurs.

Pour leur bonne humeur, leur joie de vivre au quotidien et leurs conseils précieux, j'adresse un grand merci à l'ensemble des permanents, doctorants et stagiaires que j'ai côtoyés durant ces trois années de thèse, anciens comme nouveaux qui ont contribué à la bonne ambiance qui règne quotidiennement au laboratoire. Ces échanges entre anciens et nouveaux doctorants ont été très enrichissants tant personnellement que professionnellement.

Ainsi, j'aimerais les remercier et plus particulièrement Julien, Florent, David, Christophe, Sylvie, Marie-Anne, Yvan, François, Romain, Emeric et tous ceux dont le nom n'est pas mentionné.

Je tiens également à remercier sincèrement mes amis et ma famille, et plus particulièrement ma maman pour son soutien constant durant toutes ces années d'études.

Table des matières

Acronymes & Abréviations	1
Introduction	3
Contexte général et motivations	3
1 Contexte de l'étude et état de l'art	7
1.1 Introduction	7
1.2 Les systèmes de communication dans l'automobile	9
1.2.1 Le multiplexage embarqué	9
1.2.1.1 L'historique du multiplexage embarqué	9
1.2.1.2 Le multiplexage dans l'automobile d'aujourd'hui	10
1.2.2 Besoins actuels, contraintes industrielles	17
1.3 La transmission par courant porteur en ligne en domotique	18
1.3.1 Historique	18
1.3.2 Les systèmes CPL d'aujourd'hui	19
1.3.2.1 Les marchés Outdoor	19
1.3.2.2 Les marchés Indoor	20
1.4 Solutions basées sur le CPL dans l'automobile	22
1.4.1 Solutions CPL bas débit	22
1.4.2 Solutions CPL haut débit	23
1.4.3 Difficultés de mise en oeuvre	24
1.4.4 Exemples d'applications	25
1.5 Conclusion	25
2 Caractérisation du canal de propagation et de la modulation	27
2.1 Introduction	28
2.2 Canal de propagation	28
2.2.1 Réponse du canal	28
2.2.2 Types de bruit	29
2.2.2.1 Bruit de fond	29
2.2.2.2 Bruit à bande étroite	30
2.2.2.3 Les bruits impulsifs	30
2.2.2.4 Allures des bruits mesurés sur véhicule	32
2.2.3 Résultats de caractérisation de la réponse du canal	35
2.2.3.1 Architecture électrique du véhicule	35
2.2.4 Caractéristiques de la transmission et de ces variations	38

ii REMERCIEMENTS

2.2.4.1	Liaison directe	38
2.2.4.2	Liaison indirecte	38
2.2.4.3	Variations de la réponse du canal dans le cas d'une liaison directe	39
2.2.4.4	Variations de la réponse du canal dans le cas d'une liaison indirecte	42
2.3	Présentation des modulations	45
2.3.1	Modulations monoporteuses	45
2.3.2	Étalement de spectre	45
2.3.3	Les modulations multi-porteuses	48
2.3.3.1	Historique	48
2.3.3.2	Principes des modulations à porteuses multiples . . .	50
2.3.3.3	Applications et réalisations	54
2.3.4	Présentation des techniques d'accès multiple	55
2.3.5	Comparaison des techniques pour le CPL	56
2.3.5.1	Comparaison des systèmes DS-CDMA et OFDM . .	56
2.3.5.2	Les forums CPL	58
2.3.5.3	Norme HOMEPLUG	58
2.4	Aptitude des CPL vis-à-vis des protocoles	61
2.4.1	Classement en fonction de la fiabilité et du débit	61
2.4.2	Adaptation vis-à-vis du CAN	62
2.4.2.1	Les principales difficultés	62
2.4.2.2	Solutions envisageables	62
2.4.3	Adaptation vis-à-vis du FLEXRAY	63
2.4.3.1	Les difficultés	63
2.4.3.2	Solutions envisageables	64
2.5	Conclusion	64
3	Spécifications du système	67
3.1	Introduction	68
3.2	Simulation du standard Homeplug	68
3.3	Description de la chaîne de simulation	68
3.3.1	Configuration de la chaîne multi-porteuses	68
3.3.2	Estimation et égalisation de canal	70
3.3.3	Codage de canal	73
3.3.4	Canal de transmission	75
3.4	Premiers résultats sur canal automobile	78
3.4.1	Description de l'entrelacement	78
3.4.2	Simulations sur canal direct	79
3.4.2.1	Première configuration : effet de l'entrelacement . . .	80
3.4.2.2	Deuxième configuration : effets liés aux variations de canal	82
3.5	Première optimisation du débit et TEB par amélioration du codage . . .	84
3.5.1	Implantation et description du codage en bloc	84

3.5.2	Détails des résultats	85
3.6	Test de la modulation différentielle	88
3.6.1	Validation de l'emploi de modulation différentielle sans estimation de canal - canal direct -	88
3.6.1.1	Présentation de la modulation DQPSK	88
3.6.1.2	Simulation de la modulation DQPSK sur canal direct	89
3.6.2	Simulation de la modulation DQPSK sur canal indirect	92
3.6.2.1	Etude du couple DQPSK/taille de la FFT	92
3.6.3	Test avec égalisation ZF	94
3.6.3.1	Test avec une modulation QPSK	94
3.6.3.2	Test avec une modulation DQPSK	95
3.7	Synthèse	98
3.8	Conclusion	99
4	Adaptation des modems indoor pour l'embarqué	101
4.1	Introduction	102
4.2	Caractéristiques des modems	102
4.2.1	Spécifications du modem LEA	102
4.2.1.1	Technique de fonctionnement	102
4.2.1.2	Caractérisation fonctionnelle du modem	104
4.2.1.3	Mise en conformité du modem	106
4.2.2	Spécifications du modem SpiDCom	110
4.3	Mesures expérimentales	113
4.3.1	Modem LEA	113
4.3.1.1	Mesure de débit	113
4.3.1.2	Mesures en présence de bruits	116
4.3.2	Modem SpiDCom	117
4.3.2.1	Mesure de débit	117
4.3.2.2	Mesures en présence de bruits	118
4.4	Adaptation du CPL au protocole CAN	120
4.4.1	Présentation du système mise en œuvre	120
4.4.2	Description des protocoles	121
4.4.2.1	Protocole IP	121
4.4.2.2	Protocole CAN	123
4.4.3	Mise en œuvre de la solution	125
4.4.3.1	Première solution	125
4.4.3.2	Deuxième solution	126
4.5	Réalisation industrielle	127
4.5.1	Description du démonstrateur	127
4.5.2	Description de la couche physique du modem	128
4.5.3	Implantation sur véhicule	129
4.5.4	Bilan	129
4.6	Conclusion	130

Conclusion générale	131
Annexe	137
A.1 Transmission CPL-CAN : Exemple Pratique	137
A.1.1 Cas 1	138
A.1.2 Cas 2	139
Liste des tableaux	141
Liste des figures	143
Bibliographie	147

Acronymes & Abréviations

ACK	Acknowledgement
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BBAG	Bruit Blanc Additif Gaussien
BER	Bit Error Rate
BRAN	Broadband Radio Access Network
CAN	Controller Area Network
CCPE	Communication Courant Porteur Embarqué
CDMA	Code Division Multiple Access
CEM	Compatibilité Électromagnétique
CIA	CAN In Automation
CPL	Courant Porteur en Ligne
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSMA	Carrier Sense Multiple Access
CSMA/CA	CSMA with Collision Avoidance
CSMA/CR	CSMA with Collision Resolution
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying
DCS	Digital Communication System
DECT	Digital Electronic Cordless Telephone
DLC	Data Length Code
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
DSP	Densité Spectrale de Puissance
DS-SS	Direct Sequence Spread Spectrum
EOF	End Of Frame
F-TDMA	Flexible-TDMA
FDMA	Frequency Division Multiple Access
FH-SS	Frequency Hopping Spread Spectrum
FT-CAN	Fault Tolerant CAN
GSM	Global System Mobile communication
HIPERLAN	High PERformance Local Area Network
HS-CAN	High Speed CAN
ID	IDentifier
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IES	Interférences Entre Symboles
ISO	International Standard Organization

ISM	Industrial, Scientific, and Medical radio bands
LIN	Local Interconnect Network
LLC	Logical Link Control
MAC	Medium Access Control
MDI	Medium Dependant Interface
MEDL	MESsage Descriptor List
MII	medium Independant Interface
MOST	Media Oriented Systems Transport
NRZ	No Return to Zero
NRZI	No Return to Zero at one
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OSI	Open System Interconnection
PHY	PHYsical layer
PISF	Priority InterFrame Space
PLC	Powerline Communication
PRP	Post Receive Phase
PSP	Pre-Send Phase
RFCAN	Remote Frame CAN
RI	Réponse Impulsionnelle
RJW	Resynchronisation Jitter Width
RTR	Remote Transmission Request
RZ	Return to Zero
SAE	Society of Automotive Engineers
SNR	Signal Rate Noise
SOF	Start Of Frame
SW-CAN	Single Wire CAN
TDMA	Time Division Multiple Access
TEB	Taux d'Erreur Binaire
TH-SS	Time Hopping Spread Spectrum
TP	Transmission Phase
TTP	Time Triggered Protocol
TTP/A	TTP de classe A
TTP/C	TTP de classe C
UMTS	Universal Mobile Telecommunication System
USB	Universal Serial Bus
WCAN	Wireless CAN
WLAN	Wireless Local Area Network — RLAN : Radio LAN
WMAC	Wireless MAC
X-BY-WIRE	Ensemble des technologies d'ergonomie dans les véhicules
ZF	Zero Forcing

Introduction

Contexte général et motivations

Depuis quelques dizaines d'années, une part importante des systèmes mécaniques d'une automobile fait intervenir des systèmes électroniques. Le remplacement intégral des organes de freinage ou de direction par des systèmes "tout-électrique / électronique" - les systèmes X-by-Wire [1] - pose cependant des problèmes nouveaux. D'un point de vue économique, l'ensemble des composants et systèmes électroniques dans un véhicule représente une part importante de son prix en sortie d'usine et à même tendance à croître rapidement [2]. L'évolution prévisible devrait amener à accroître encore la part de l'électronique dans le coût total du véhicule [3].

L'ensemble de ces améliorations a pour but d'accroître la sécurité ainsi que la fiabilité des systèmes.

Ces progrès vont s'en dire qu'il est impossible de multiplier le nombre d'organes électroniques sans augmenter le nombre de connexions et de réseaux dédiés pour rendre possible les communications entre les divers capteurs, actionneurs et calculateurs. À court terme, une dégradation de la fiabilité des systèmes est à craindre, liée à la multiplicité des connectiques et à un nombre excessif de câbles, engendrant un surpoids et un coût élevé.

Compte tenu de cette nouvelle donne, une nécessité de se tourner vers de nouvelles solutions pour transporter l'information se fait donc ressentir.

Objectifs de l'étude

Depuis ces dernières années, l'évolution du nombre de systèmes électroniques dans les véhicules engendre un accroissement des échanges entre les systèmes électroniques et nécessite une multiplication des faisceaux de câblage. Pour réduire le nombre de fils, le concept de multiplexage [2] est une solution. Dans les véhicules actuels, le multiplexage se présente sous forme de protocoles tels que le CAN [4], le FLEXRAY [5] ou encore le LIN [6].

Les avantages d'une telle solution sont multiples, mais produisent aussi des disparités sur les protocoles et les supports associés. La cohabitation et les communications entre eux nécessitent des interfaces qui dès lors vont pénaliser les débits et générer de l'hétérogénéité.

Afin de réduire cette disparité et limiter le nombre de câbles, une solution basée sur les techniques dites de courant porteur en ligne (CPL) semble intéressante, ou encore une autre alternative la transmission sans fil.

Le travail présenté dans ce mémoire de thèse porte précisément sur l'élaboration, la validation et l'optimisation d'un système de transmission par CPL sur le réseau d'accès des lignes d'énergie du véhicule. L'étude a été menée au sein du groupe "Communications-Propagation-Radar" de l'Institut d'Électronique et de Télécommunications de Rennes (IETR) et s'inscrit dans le cadre d'un projet PREDIT (Programme National de Recherche et d'Innovation dans les Transports Terrestres) intitulé CCPE (Communication Courant Porteur Embarquée). Ce projet, démarré en janvier 2004, regroupe plusieurs laboratoires de recherche, à savoir l'IETR, le TELICE de l'Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL) et les partenaires industriels Valeo et PSA Peugeot Citroën. L'objectif du projet est de valider l'utilisation du CPL dans le contexte de l'automobile et d'aboutir à un démonstrateur.

Organisation du document

Le présent document se décompose en quatre grandes parties, retraçant de façon logique et chronologique les travaux menés pendant cette thèse. La première partie est consacrée à l'état de l'art des différents systèmes de communications présents dans l'automobile d'une part, à la présentation des techniques de transmission CPL en domotique d'autre part. Une première étude des techniques de modulations est présentée.

Dans la seconde partie du document, nous aborderons les aspects canal de transmission, étape indispensable à l'établissement des communications. Nous aborderons également l'aspect modulation et le choix retenu pour le projet.

La troisième partie de l'étude porte sur la simulation de la modulation retenue en présence d'un canal de propagation automobile. Deux approches seront confrontées, l'une exploitant l'optimisation du codage de canal, et l'autre le nombre de sous-porteuses utilisées pour la modulation OFDM (*orthogonal frequency division multiplexing*). L'objectif sera finalement de comparer les deux approches en termes de performances, mais aussi d'engendrer de nouvelles perspectives en fonction de la réponse du canal de transmission.

La dernière partie porte essentiellement sur les aspects mesures et expérimentations. Nous exploiterons deux modems CPL employés pour des communications INDOOR pour la transmission de données au sein d'un véhicule. Cette partie permettra de conclure et valider les résultats obtenus en simulations et d'apporter des réponses quant aux choix de la modulation employée.

Enfin, une conclusion générale dresse un bilan synthétique du travail réalisé et propose quelques pistes comme perspectives de recherche.

Sommaire

1.1	Introduction	7
1.2	Les systèmes de communication dans l'automobile	9
1.2.1	Le multiplexage embarqué	9
1.2.1.1	L'historique du multiplexage embarqué	9
1.2.1.2	Le multiplexage dans l'automobile d'aujourd'hui	10
1.2.2	Besoins actuels, contraintes industrielles	17
1.3	La transmission par courant porteur en ligne en domotique	18
1.3.1	Historique	18
1.3.2	Les systèmes CPL d'aujourd'hui	19
1.3.2.1	Les marchés Outdoor	19
1.3.2.2	Les marchés Indoor	20
1.4	Solutions basées sur le CPL dans l'automobile	22
1.4.1	Solutions CPL bas débit	22
1.4.2	Solutions CPL haut débit	23
1.4.3	Difficultés de mise en oeuvre	24
1.4.4	Exemples d'applications	25
1.5	Conclusion	25

1.1 Introduction

Depuis ces trente dernières années, une évolution fulgurante de l'électronique dans l'automobile est constatée. D'un point de vue économique, l'ensemble des fonctions et systèmes électroniques dans une voiture représente actuellement plus de 30% de son prix en sortie d'usine et ce pourcentage ne cesse de croître. De nos jours, le coût des systèmes électriques d'un véhicule est plus élevé que celui de la propulsion. L'évolution prévisible devrait amener à accroître encore la part de l'électronique dans le coût total de la voiture.

Les progrès de l'électronique ont pour but d'améliorer la sécurité, la fiabilité des systèmes, le confort de conduite tout en diminuant les coûts de production. A titre d'illustration, les futurs systèmes d'aide à la conduite tel que le *système d'évitement d'obstacle*, qui permet d'esquiver un obstacle en cas de réelle urgence qui influe ainsi sur le freinage

mais aussi sur la direction. Remarquons aussi que la colonne de direction ne tend plus à être mécanique mais gérée par une transmission électronique sur fils, qui permet aussi de prémunir de risques dangereux pour le conducteur en cas de choc frontal tout en restant fiable. Toutes ces innovations devraient apparaître dans les prochaines années dans les véhicules de série. Pour généraliser ces ensembles de systèmes, il faut donc développer des solutions économiques.

D'un point de vue technique, cette évolution se traduit par de nouveaux concepts tel que le "X-by-Wire" [1, 7]. Ce terme est utilisé pour décrire les systèmes destinés à remplacer intégralement les systèmes mécaniques/hydrauliques. La notion de système "X-by-Wire" est aujourd'hui essentiellement utilisée pour décrire les systèmes "*Steer-by-Wire*" et "*Brake-by-Wire*". Le premier avantage d'un système "*Steer-by-Wire*" est la suppression de la colonne de direction et une nouveauté majeure qui concerne la démultiplication variable suivant la situation de conduite. Son emploi permet d'une part de réduire les risques en cas de choc en raison de l'absence de la colonne de direction, mais aussi de réduire la consommation de carburant en raison du poids de celle-ci. Concernant le "*Brake-by-Wire*" associé à un microcontrôleur et un actionneur sur chaque roue, permet de réduire la distance de freinage et d'adapter la pression de la force de freinage. Comme pour les systèmes "*Steer-by-Wire*", la suppression du liquide de freinage réduira le poids du véhicule par conséquent la consommation, mais c'est aussi le problème du recyclage de ces fluides particulièrement polluants qui sera définitivement réglé. Si ces technologies sont discutées depuis quelques années [8, 9], les concepteurs de systèmes électroniques embarqués n'en sont pas à leur premier coup d'essai. En effet, mentionnons que le premier système X-by-Wire dit critique fut le "*Throttle-by-Wire*" (accélérateur électronique) apparu en 1980 sur une Chevrolet Corvette pour remplacer le câble d'accélérateur. Aujourd'hui, ce système est disponible sur une majorité de véhicules. Par ailleurs, beaucoup de systèmes mécaniques/hydrauliques embarqués sont aujourd'hui assistés par la technologie électronique telles que les suspensions actives ou bien encore la boîte de vitesse robotisée. Cependant, le remplacement des systèmes de direction ou de freinage par des technologies intégralement électroniques n'a aujourd'hui été adopté par aucun constructeur même si des prototypes existent (voir [10, 11]). Si la faisabilité technologique de ce type de système n'est plus à prouver, plusieurs obstacles apparaissent. D'une part, il sera nécessaire de démontrer que toutes les exigences de sécurité sont respectées, mais d'autre part que l'implantation d'un nombre important de systèmes intégralement électroniques va nécessiter une augmentation de la taille du faisceau électrique et des échanges d'informations entre eux. C'est pourquoi tous ces systèmes sont tributaires de l'hétérogénéité des systèmes communicants et de la fiabilité des faisceaux électriques d'autre part.

Dans la suite du document seront présentés un historique de l'évolution des systèmes de communication et du multiplexage dans le domaine de l'automobile, ainsi que les contraintes liées à l'augmentation de l'électronique au sein du véhicule.

1.2 Les systèmes de communication dans l'automobile

1.2.1 Le multiplexage embarqué

1.2.1.1 L'historique du multiplexage embarqué

Suite à la multiplication des systèmes électroniques dans une voiture et donc à l'augmentation du câblage qui en résulte, le concept de multiplexage s'est étendu à l'automobile. Cette technique, apparue dans les années 70, consiste à faire transiter sur un même support, des informations provenant de plusieurs équipements émetteurs et récepteurs.

Dès le début des années 1980, les systèmes électroniques font leur apparition dans le domaine de l'automobile suivant trois grandes étapes successives :

- Une 1^{ère} étape où tous les systèmes sont indépendants les uns des autres.
- Une 2^{ème} phase où certains équipements commencent à dialoguer entre eux.
- Une 3^{ème} où tous les équipements de contrôle échangent entre eux des informations en temps réel.

En 1981, quelques sociétés automobiles (Mercedes . . .) s'intéressent à des systèmes de communication entre différents micro-contrôleurs, concernant notamment le contrôle moteur, l'anti-patinage et blocage . . .

Dès lors, le leader équipementier allemand *Robert Bosch GmbH* s'engage en 1983 à développer un réseau de communication numérique dédié et orienté vers des systèmes distribués fonctionnant en temps réel pour l'embarqué (CAN : Controller Area Network) [12]. Puis en 1985, les sociétés Intel, Philips et Siemens se lancent dans la fabrication de circuits intégrés pour l'automobile. Courant 87, les premiers calculateurs sont apparus dans les véhicules. En 1991, une première voiture (*allemande*) haut de gamme équipée de cinq ECU (Electronic Central Units) et d'un bus de communication numérique fonctionnant à 500 kbits/s sort des chaînes de production.

Suite au développement de CAN, de nombreux bus de données de même type sont apparus : le réseau J1850 [13] soutenu par les américains, le CAN défini par Bosch et Intel soutenu par les allemands et le VAN (Vehicule Area Network) [14] conçu dans le cadre du projet Eureka Prometheus et soutenu par PSA, Renault et Philips. À partir de 1994, le constructeur Citroën commercialise des véhicules multiplexés comportant 24 nœuds et mettant en œuvre un réseau VAN équivalent à celui du CAN.

Les conséquences de ces divers protocoles sont multiples :

- multiplication des supports,
- accroissement du nombre de faisceaux,
- nécessité d'utiliser le même standard de communication pour les transmissions entre les nœuds.

Aussi les architectures électriques classiques arrivent actuellement à leurs limites technologiques. Il faut donc simplifier l'architecture de l'électronique embarquée et faire circuler l'ensemble des informations sur le même support physique. Le multiplexage étant un début de réponse au développement des systèmes de communication, nous al-

lons présenter dans la suite différents protocoles tels que le CAN, le LIN, ou encore les dernières innovations comme le MOST, ou le FlexRay [15].

1.2.1.2 Le multiplexage dans l'automobile d'aujourd'hui

Jusqu'à maintenant, tous les organes de commandes des véhicules échangeaient les données par l'intermédiaire de lignes dédiées. L'augmentation du nombre d'organes embarqués a contraint les équipementiers automobiles à développer une nouvelle architecture à base de réseaux. Comme indiqué en figure 1.1, un véhicule est relié de part en part de faisceaux de fils électriques pour la diffusion d'énergie et d'informations à l'ensemble des différents organes du système.

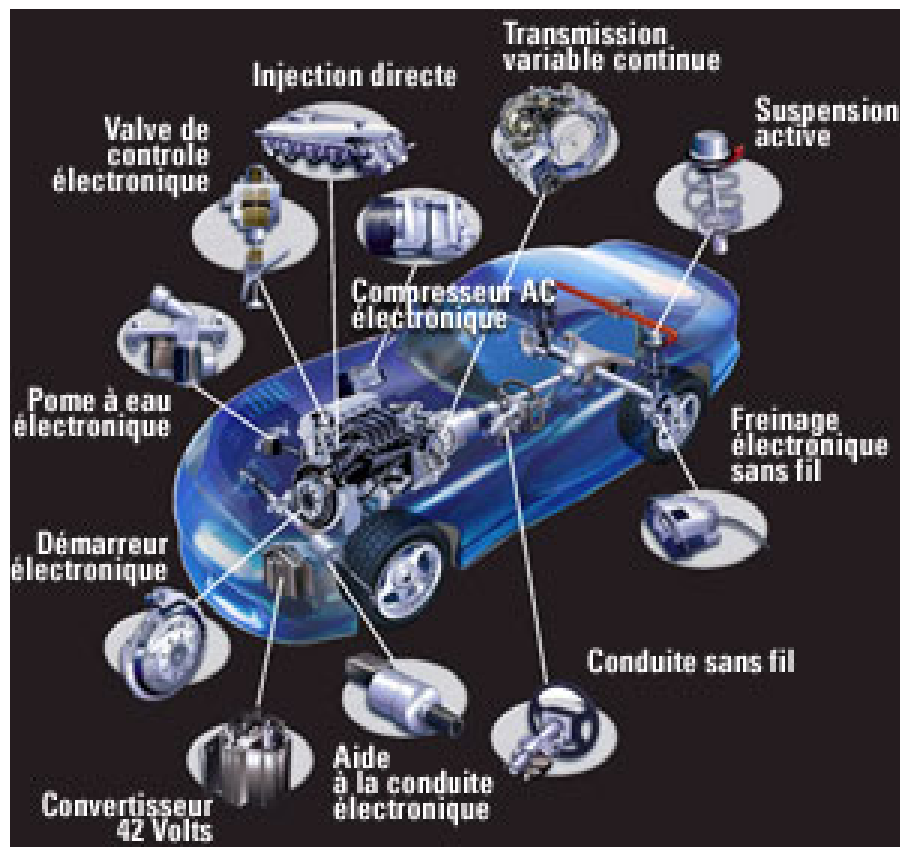


FIG. 1.1: Présentation des fonctions présentes en automobile

Pour constituer l'architecture électrique des véhicules, les constructeurs doivent choisir parmi un ensemble de nouvelles technologies mises à leur disposition. La problématique ne se cantonne plus au choix du nombre de réseaux nécessaires et suffisants pour transmettre les informations intra-véhicule, mais au résultat d'un compromis entre les performances et les coûts. Pour chacun d'entre eux, le nombre de nœuds, la longueur du médium, la bande passante, le débit sont des facteurs déterminants.

Pour répondre à cette demande, un paramètre important du réseau est sa vitesse de transmission. Il est utilisé comme critère de choix par les constructeurs. C'est pourquoi, en 1993, pour faciliter la compréhension entre les différents industriels, la SAE (*Society of Automotive Engineers*) a identifié trois classes de bus de communication pour les systèmes embarqués dans l'automobile (SAE A, B et C). La SAE a publié une liste d'exigences relatives aux applications critiques de sécurité (SAE94 [16]). Cette classification, présentée dans le tableau 1.1, est basée sur le débit du réseau.

Classification Du réseau	Débit	Application
Classe A	<10 kbit/s (bas débit)	Fonction de contrôle (contrôle d'allumage des feux, ouverture du coffre)
Classe B	[10 ··· 125 kbit/s] (moyen débit)	Transfert général d'information (tableau de bord)
Classe C	[125 kbit/s ··· 1 Mbit/s] (haut débit)	Contrôle en temps réel (contrôle moteur, Airbag. . .)
Classe D	>1 Mbit/s	Applications Multimédia (Internet, vidéo applications X-by-wire . . .)

TAB. 1.1: Classification des réseaux automobiles en fonction du débit.

Une quatrième classe, D, pour les systèmes dont les débits sont supérieurs à 1Mbit/s [17] est également mentionnée. Des standards spécifiques existent pour les classes A, B, et C mais concernant la D, la SAE n'a toujours pas défini de préconisation.

Actuellement, il existe une grande variété de réseaux qui se distinguent par l'architecture et le protocole d'accès, ainsi que par la forme d'onde et les performances en termes de capacité et de fiabilité. Ce classement n'est pas fortuit mais correspond aux deux couches basses du modèle OSI (OSI — Open System Interconnection) mis en place par l'Organisation Internationale de Normalisation (ISO) : la couche physique et la couche de contrôle de liaison, comme présenté en figure 1.2.

Le modèle de communication définit sept couches permettant de couvrir la totalité d'un protocole de communication. Il est à noter que dans le cadre des réseaux locaux et embarqués, généralement aucune spécification n'est précisée par les couches 3 à 6. Seules les couches 1/2/7 sont définies.

L'aspect purement réseau sort du cadre de ce travail, qui porte avant tout sur la recherche de transmissions efficaces. On se restreindra ici à l'optimisation de la couche physique, pour une couche de contrôle spécifique empruntée à l'un des réseaux existants (cf. figure 1.2).

Les applications liées au confort utilisent des protocoles tels que le CAN (Controller Area Network) ou le LIN (Local Interconnect Network). Ils sont relativement bas débit par rapport aux applications visées dans ce travail (125 kbit/s à 1 Mbit/s). D'autres

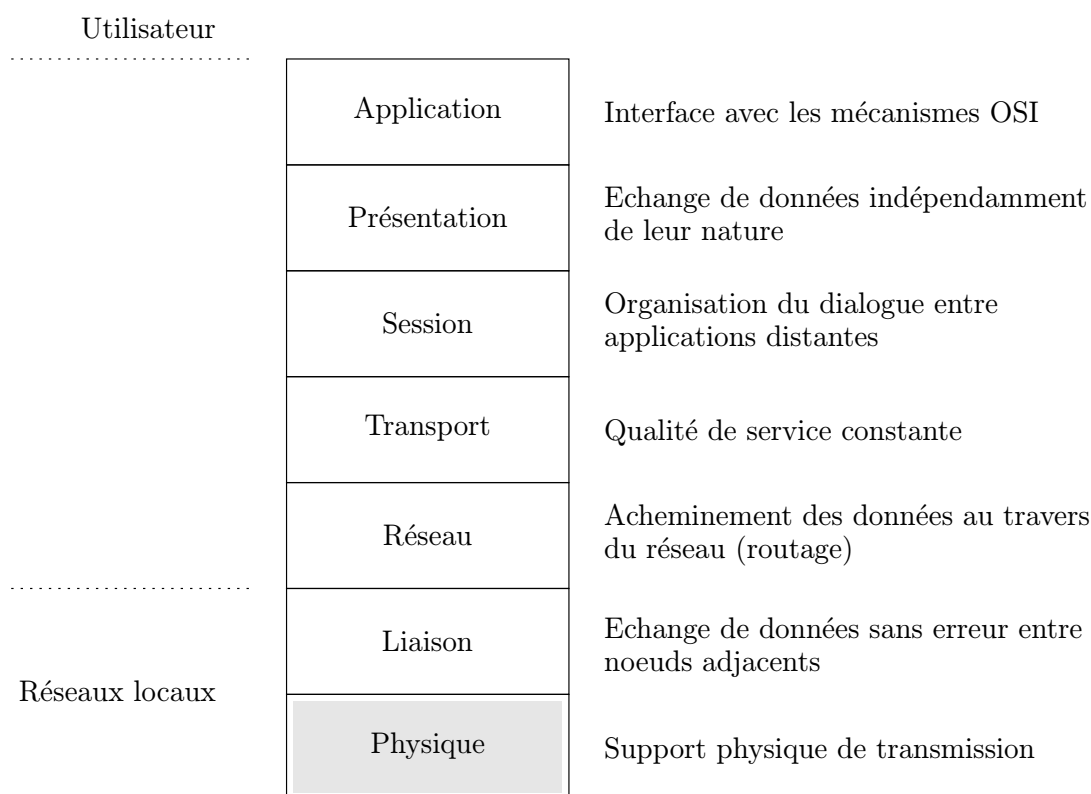


FIG. 1.2: *Modèle de communication OSI*

protocoles sont en cours de validation ou de révision tels TTP (Time Triggered Protocol) ou FLEXRAY pour les applications X-by-Wire. Les protocoles tels MOST (Media Oriented Systems Transport) ont pour objectif de couvrir les besoins de types multimédia/"Infotainment".

Selon le bimensuel "Ingénieur de l'automobile" [18], la répartition des bus dans l'automobile serait celle présentée par le tableau 1.2¹ :

Ce tableau nous fait remarquer que les constructeurs utilisent de nombreux protocoles pour répondre à des besoins différents mais incompatibles entre eux.

Nous allons détailler les principaux protocoles présents dans l'automobile :

▷ **LIN**

Le LIN (*Local Interconnect Network*) [6] a été développé au sein d'un groupe de travail en 1998 et les premières spécifications ont été publiées en 1999. Le LIN est un standard de communication à bas coût pour l'automobile avec comme objectif de remplacer le protocole CAN lorsque les performances de celui-ci ne sont pas

¹Source : ABI (Allied Business Intelligence)

Constructeurs	Bus utilisés
BMW	FlexRay , FT-CAN(Fault Tolerant CAN), HS-CAN(High Speed CAN), LIN, MOST
DaimlerChrysler	FlexRay, FT-CAN, HS-CAN, LIN, MOST
Fiat	FlexRay, FT-CAN, HS-CAN, LIN, MOST
Ford	FlexRay, HS-CAN, LIN, MOST
General Motors	FlexRay, HS-CAN, LIN, MOST, SW-CAN(Single Wire CAN)
Honda	LIN, MOST, SW-CAN
Hyundai	FT-CAN, HS-CAN
Nissan	HS-CAN, FT-CAN, LIN, MOST
PSA Peugeot Citroën	HS-CAN, FT-CAN, LIN, MOST, TTP
Renault	FT-CAN, HS-CAN, IDB-1394, LIN, TTP
Toyota	HS-CAN, LIN, MOST
Volkswagen	FT-CAN, HS-CAN, LIN, MOST, TTP

TAB. 1.2: Protocoles embarqués utilisés dans l'automobile.

nécessaires. C'est un réseau de type maître-esclave. Le maître envoie un en-tête de message qui est reçu par tous les nœuds du réseau. Chaque nœud analyse l'identificateur contenu dans cet en-tête et passe alors soit en émission, ou en réception de données en fonction de l'identificateur, soit en attente. Le débit du LIN ne dépasse pas les 20kbit/s.

▷ CAN

Le CAN (*Controller Area Network*) [19] [4] a démontré son efficacité et sa robustesse dans le milieu automobile. Il est utilisé dans de nombreuses autres applications industrielles, en particulier celles ne nécessitant pas un débit de plus de 1 Mbit/s brut.

Pour des raisons de coût et de mise en œuvre, la couche physique du protocole CAN est simple. Le bus CAN possède des propriétés qui le rend apte à supporter les communications selon le protocole d'accès CSMA/CR (CSMA with Collision Resolution).

Le protocole CAN a son équivalent, le VAN, développé par les constructeurs français (PSA). Il est noté que le protocole CAN est présent dans de nombreux véhicules de série, moyen et haut de gamme. Ce protocole sera présenté plus en détail dans le chapitre 4.

▷ FLEXRAY

C'est un protocole propriétaire, qui a été développé par un consortium issu de l'automobile comprenant à l'origine, BMW, DC, Bosch, GM, Motorola et Philips. L'objectif du FLEXRAY [5, 20, 21] est de répondre aux besoins de nouvelles applications dans le domaine châssis, propulsion et applications X-by-wire. Ces caractéristiques concilient communication Time-Triggered et Event-Triggered, tel un mélange de CAN et de TTP (*Time Triggered Protocol*) [22, 23], afin de mieux

prendre en compte les besoins spécifiques de l'automobile en matière de couche MAC.

Les premiers composants du marché grand public sont apparus en 2004. De part ses caractéristiques et en particulier son déterminisme, FLEXRAY est un protocole dit "sécurisé" capable de gérer les fonctions sensibles du véhicule qui concernent principalement le freinage et la direction. Les débits pour les composants actuels sont compris entre 5 à 25 Mbit/s.

▷ MOST

Le MOST (*Media Oriented Systems Transport*) [24] est basé sur un bus type fibre optique. Ce protocole a émergé en tant que standard réseau haut débit pour le domaine des transports. L'usage du protocole MOST permet aux fabricants de voitures et fournisseurs d'accueillir facilement l'ajout de produits multimédia, tels que des lecteurs DVD, systèmes de navigation, téléphones cellulaires et PC automobiles, comme fonctions modulaires de l'environnement automobile, tout en répondant aux besoins spécifiques de chaque véhicule. Ce protocole permet d'atteindre des débits supérieurs à 10 Mbit/s.

Le tableau 1.3 rappelle les propriétés des protocoles présents dans l'industrie automobile.

Protocole	LIN	CAN	FlexRay	MOST
Utilisation	sous réseau	Soft, temps réel	temps réel	Multimédia
Applications	Fermeture des portes, régulation de la climatisation, capteur de pluie,...	ABS, direction assistée, contrôle moteur	X-by-Wire, systèmes d'urgence	Navigation,...
Architecture	Single-Maître	Multi-Maître	Multi-Maître	Multi-Maître
Mode de transfert	synchrone	synchrone, asynchrone	synchrone, asynchrone	synchrone, asynchrone
Débit	20 kbit/s	1 Mbit/s	10 Mbit/s	24 Mbit/s
Redondance	aucune	aucune	2 canaux	aucune
Accès au médium	fil simple	paire torsadée	fibre optique, paire torsadée	fibre optique

TAB. 1.3: Propriétés de quelques protocoles embarqués

La figure 1.3 présente un exemple d'implantation et de cohabitation de plusieurs réseaux dans une voiture d'aujourd'hui [2].

Selon la figure 1.3, ce véhicule utilise trois types de protocoles fonctionnant en série par le biais de passerelle et en parallèle. On peut retrouver la présence des protocoles tels que le CAN, le LIN et le MOST. La communication entre le calculateur central (*Central Body Controller*) et les autres calculateurs comme par exemple les sièges (*seat*) s'effectue via le protocole CAN. Le LIN prend alors le relais pour transmettre les ordres

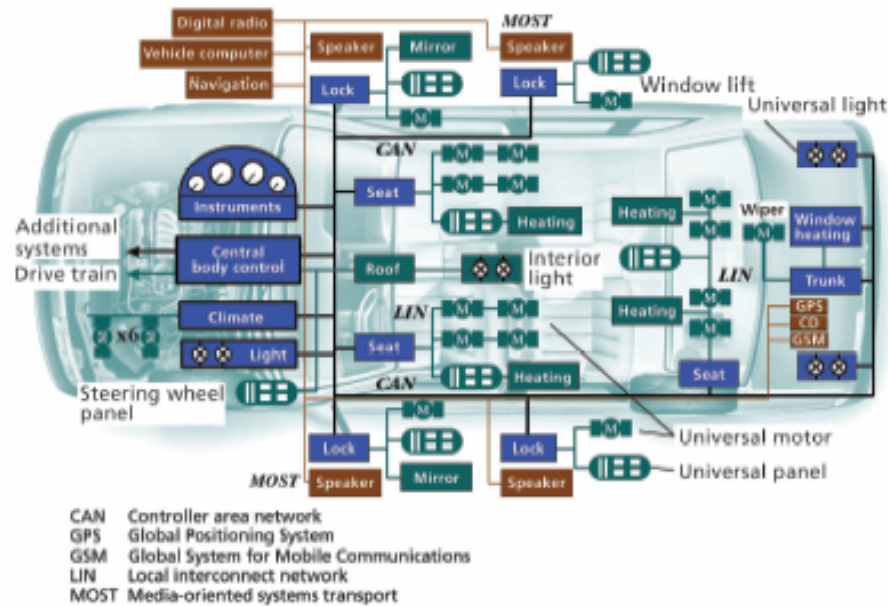


FIG. 1.3: Description de l'architecture d'un réseau embarqué automobile [25]

reçus par les calculateurs aux différents actionneurs. Par ailleurs, le MOST a pour but de réaliser le lien entre l'ensemble des organes multimédias.

Tous ces systèmes utilisent différents types de supports pour transmettre l'information.

On observe ainsi trois grandes familles de supports de transmission : les filaires, les fibres optiques présentées précédemment, mais aussi les réseaux sans fil. A titre d'illustration, la figure 1.4 indique la présence du *Bluetooth* utilisé pour des fonctions de contrôle.

Il est noté qu'il existe d'autres systèmes utilisant les transmissions radio dans le véhicule. Citons, l'emploi du sans fils pour la transmission d'informations entre un capteur et un ordinateur tel que le contrôle de la pression de pneus, qui utilise une fréquence de 433 MHz. Mentionnons l'article [26], qui présente un exemple d'application employant la transmission WLAN 802.11B à 2.4 GHz dans un environnement intra-véhicule. Cette étude porte sur la faisabilité de la transmission entre des unités de contrôle et le tableau de bord. Son premier intérêt concerne la diminution du nombre de fils et de connexions en raison du coût et de la place au sein du véhicule. Les informations transitant au tableau de bord par multiplexage CAN, pour le contrôle de climatisation par exemple, seraient alors effectuées en sans fils impliquant une réduction du nombre de connexions. Cette application emploie le DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) transmettant entre 1 et 11 Mbits/s.

Étant donné que le sujet de l'étude porte uniquement sur le domaine filaire, les autres systèmes de communication entre le véhicule et l'extérieur, tel que le GPS, les transpondeurs . . . , ne seront donc pas présentés.

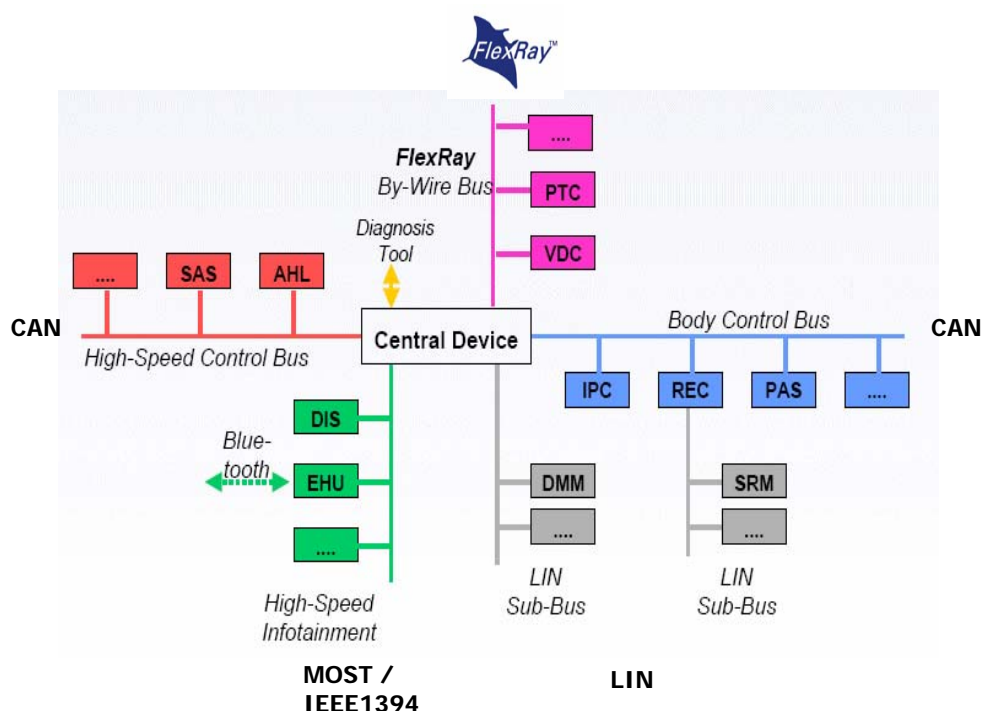


FIG. 1.4: Description des protocoles embarqués

1.2.2 Besoins actuels, contraintes industrielles

Actuellement, on remarque un paradoxe entre les contraintes politiques et techniques. D'un côté, nous avons des demandes visant à réduire le nombre de victimes. Pour se faire, on estime qu'il est nécessaire de renforcer la sécurité des véhicules. D'un autre côté, aboutir à un véhicule fiable, sécuritaire et convivial entraîne un accroissement du nombre de faisceaux et de systèmes électroniques embarqués du véhicule. Ainsi, les véhicules haut de gamme peuvent embarquer des faisceaux électriques atteignant des longueurs supérieures à 2 km et plus de 1800 interconnexions.

En terme de communication, ceci implique des débits importants mais insuffisants pour l'avenir. Cette augmentation en masse, en volume et même en nombre d'interconnexions au sein des faisceaux est inévitable malgré le développement du multiplexage, ce qui entraîne des inconvénients tels que :

- la conception et la fabrication rendues plus difficiles.
- un encombrement des faisceaux, avec toutes les difficultés que cela entraîne au niveau de la traversée du tablier, du tableau de bord, . . .
- la réduction du rapport coût/bénéfice de l'implantation d'un nouvel élément par la suppression de nouveaux câbles.
- une augmentation des coûts.
- la recherche et le diagnostic de pannes devenus plus fastidieux.

- l’augmentation du poids du véhicule et de la dépense de puissance électrique entraînant une surconsommation.
- la Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) délicate à assurer aussi bien en immunité qu’en rayonnement.

Dans l’optique de minimiser une partie de ces inconvénients, une idée séduisante est l’utilisation des fils d’alimentation pour transmettre in situ l’énergie et les informations numériques.

Actuellement, une solution se présente à nous, la technologie CPL (Courant Porteur en Ligne). Présent en domotique, le CPL devrait permettre de résoudre les six premiers points. Sur le plan technologique, l’application directe à l’automobile de modems employés pour la domotique n’est pas sans poser de problèmes surtout en terme de CEM et de robustesse vis à vis de la propagation des ondes sur le faisceau électrique.

En effet, la géométrie du réseau est complètement différente dans les deux cas, automobile et domotique. De plus, les lignes d’alimentation d’un véhicule risquent d’être parcourues par des impulsions et présentes des évanouissements liés aux appareillages connectés sur celui-ci qui ne sont en aucun cas semblables aux phénomènes présents sur le canal domotique. Dans la suite du document, nous allons décrire l’état actuel de cette technologie CPL afin de mettre en évidence les points critiques qui feront l’objet de l’étude.

1.3 La transmission par courant porteur en ligne en domotique

Le CPL ou encore PLC (PowerLine Line Communication) est une technologie qui utilise les réseaux électriques existants d’un bâtiment pour transporter les données sans câblage spécifique supplémentaire. La technique des courants porteurs en ligne consiste à séparer les signaux à basse fréquence (courant alternatif) et les ondes de haute fréquence sur lesquelles transitent les données numériques. Grâce à cette séparation spectrale, le fonctionnement des équipements électriques n’est pas perturbé. Actuellement, cette technologie est utilisée dans les entreprises, les établissements scolaires, les habitations... pour le partage d’une connexion haut débit sur le réseau local. Des expérimentations ont montré qu’un certain nombre de problèmes complexes se posent, liés au canal de transmission, au type de modulation et de codage retenus, à la couche MAC mise en place, aux normes relatives au réseau de distribution et à celles du réseau domestique.

Le déploiement industriel de la technologie des courants porteurs en ligne (CPL) est encore faible. Il souffre d’un manque de réglementation spécifique et de normes communes dans l’Union européenne et américaine.

1.3.1 Historique

Le fait d’utiliser le courant électrique en informatique existe depuis longtemps mais en bas débit seulement. Par exemple, dans les années 50, la fréquence 10 Hz servait pour

le contrôle des lumières en ville. Dans les années 80, on a étudié la possibilité d'utiliser l'électricité comme support de transmission de données, sur la bande correspondant à 5-500 kHz.

Les recherches sur le haut débit grâce au CPL n'ont commencé que fin des années 1990. Ce n'est qu'en 1997 que les premiers tests de transmission de signaux de données sur réseau électrique en bidirectionnel ont été menés. La Suisse (Ascom) et l'Angleterre ont commencé leurs recherches. Pour la France, il faudra attendre les années 2000 pour que EDF fasse ses premières expérimentations, ainsi que France Telecom. Mais aucune offre commerciale venant des fournisseurs n'a vu le jour. En 2001, une société (Alterlane) a été créée par EDF et s'est spécialisée dans les réseaux informatiques sur CPL. Elle a déjà équipé des établissements scolaires, hôpitaux. . . On peut tout de même dire que de nombreux produits existent, mais essentiellement pour des applications indoor, et installés par l'utilisateur final. Le CPL intervient ici comme alternative à la mise en place d'un réseau essentiellement de type IP, afin de faire communiquer des applications de types multimédia (PC, TV, . . .).

Aux Etats-Unis, c'est le fondeur Intellon qui a popularisé le type d'équipements pour le CPL grâce à sa technologie PowerPacket. Celle-ci est soutenue par d'autres entreprises telles que EDF, France telecom, Motorola, NetGear. . . regroupées dans un consortium : le Homeplug Powerline Alliance [27] [28]. Aujourd'hui, on a des débits de l'ordre de 5, 10 et jusqu'à 30 Mbit/s.

1.3.2 Les systèmes CPL d'aujourd'hui

Le marché du CPL se partage en deux segments, selon qu'on se place à l'intérieur des bâtiments (indoor) ou à l'extérieur (outdoor) vers les lignes de moyenne et haute tension. Les systèmes CPL à haut-débit sont des systèmes large bande qui occupent la bande [1.6 - 30] MHz pour laquelle aucune norme spécifique n'est en vigueur. A titre d'indication, la figure 1.5 indique les frontières établies pour les différents CPL présents sur le marché.

1.3.2.1 Les marchés Outdoor

Dans le cas du CPL *outdoor*(figure 1.6), les déploiements en sont encore au stade de l'expérimentation et utilisent sans exception des solutions basées sur la modulation OFDM présentée dans le chapitre suivant. Les freins au développement de ce marché ne sont pas seulement d'ordre technique (l'absence de standard par exemple), ils sont aussi d'ordre juridique.

En effet, l'activité du transport de données relève des télécommunications et nécessite une licence d'opérateur de réseaux télécoms, ce qui n'est pas le cas d'EDF. L'électricien français doit donc attendre sa privatisation, contrairement à ses homologues allemands (EnBW, RWE...) qui commencent à commercialiser des offres d'accès à Internet par le courant porteur. Cependant EDF n'entend pas rester totalement inactif et a lancé plusieurs expérimentations. Le groupe fait partie d'un forum international, créé en mars 2000 dans le but de représenter les intérêts des acteurs du secteur des CPL [29].

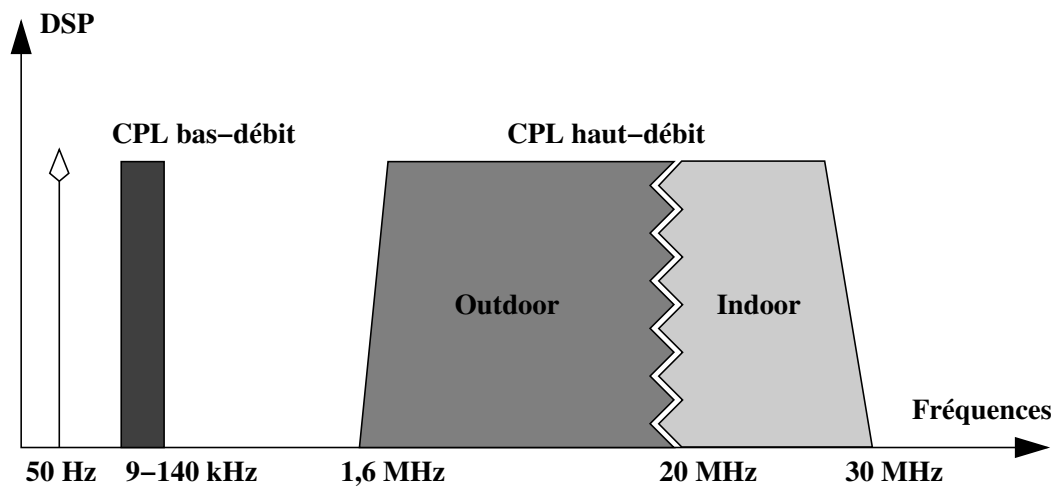


FIG. 1.5: Représentation des bandes de fréquences utilisées par les CPL

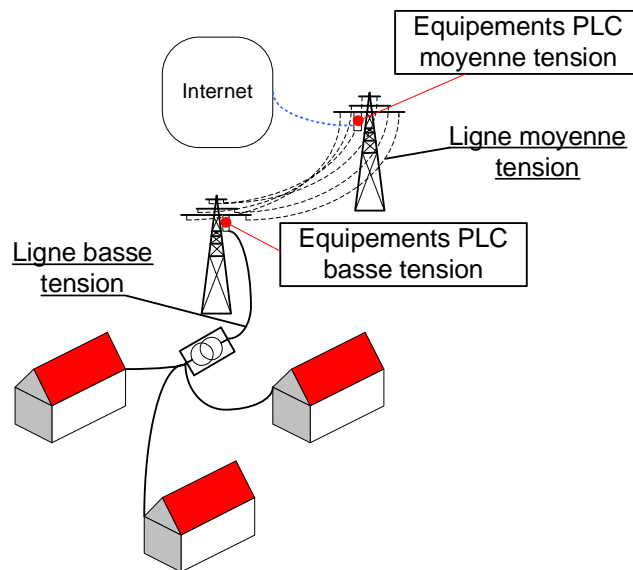


FIG. 1.6: Principe d'accès OutDoor

Nous pouvons aussi mentionner le projet RNRT(réseau national de recherche en télécommunications) IDILE (Internet haut Débit sur Lignes d'Energie). Ce projet, [2003-2006], regroupe plusieurs laboratoires de recherches, à savoir l'IETR, Supelec, ENST et le CEA-LETI et des industriels comme EDF, SAGEM et la société Elsys-design. L'objectif de ce projet est de valider l'emploi combiné de l'OFDM/CDMA lié aux contraintes du CPL et aboutir à un démonstrateur.

1.3.2.2 Les marchés Indoor

Le secteur des CPL haut-débit indoor est en plein essor. La principale application est la réalisation de réseaux locaux à haut débit sur lesquels peuvent transiter des informations multimédia (images, vidéos, sons, etc.) comme présenté en figure 1.7.

Les systèmes outdoor attendent une déréglementation du marché afin de dépasser le stade des expérimentations et se développer à grande échelle. Mais qu'il s'agisse des CPL indoor ou outdoor, les applications visées, gourmandes en débit, nécessitent l'utilisation d'une ressource spectrale conséquente.

Les techniques mises en œuvre pour occuper toute la bande disponible sont essentiellement les techniques à étalement de spectre et les techniques multiporteuses qui seront présentées dans le chapitre 2. L'étalement de spectre a longtemps été à l'honneur dans les premiers systèmes CPL. En France par exemple, le projet RNRT DOLIE (réseau domotique sur ligne d'énergie) [30], labellisé en 1999, s'est intéressé à l'étude et la validation des techniques d'étalement de spectre dans le cadre de communications CPL indoor. D'autre part le projet OPERA (Open PLC Research Alliance) Cofinancé par l'Union européenne, vise à développer une norme d'accès CPL de nouvelle génération pour accélérer l'adoption de l'accès CPL large bande économique ultra performant.

Par ailleurs, certains industriels, tel que l'israélien ITRAN, commercialisent encore des puces exploitant l'étalement de spectre et offrant des débits de 2,4 Mbit/s et 10 Mbit/s.

Aujourd'hui cependant, la plupart des industriels se concentrent sur les techniques de modulations multiporteuses, et en particulier l'OFDM. Les systèmes commercialisés en indoor depuis le début des années 2000 répondent pour beaucoup aux standards proposés au sein de l'alliance HomePlug. A titre illustratif, citons les industriels Oxance, Zeus Powerline, Corinex, Olitec, Packard Bell, ou encore Sagem, qui commercialisent leurs modems indoor sous le *label HomePlug*. Deux standards sont finalisés et spécifient les couches physiques (PHY) et de contrôle d'accès (MAC | medium access control) : le HomePlug 1.0 à 14 Mbit/s et le HomePlug AV à 200 Mbit/s. Notons que les débits mentionnés sont des débits maximaux, sans indication de portée. Ces deux standards exploitent la bande [0–25] MHz avec des niveaux d'émission de -50 dBm/Hz sur les fréquences autorisées et de -80 dBm/Hz dans les fréquences des radioamateurs. L'OFDM est employée comme technique de transmission, la différence entre les deux standards tenant essentiellement au nombre de sous-porteuses et aux ordres de modulations utilisées. Le standard HomePlug 1.0 prévoit en effet l'utilisation de 128 sous-porteuses, modulées en MDP2 ou MDP4 différentielle, alors que le HomePlug AV comporte 1536 sous-porteuses, chacune pouvant transmettre jusqu'à 10 bits dans le cas d'une QAM-1024 [31]. Le partage du médium est géré par le biais d'une version modifiée du protocole CSMA-CD (carrier sense multiple access - collision avoidance), ce qui signifie que les modems connectés au réseau communiquent entre eux librement sans coordination centralisée. Enfin, rajoutons que la correction des erreurs est réalisée grâce aux techniques de codage de canal (convolutif, Reed-Solomon, turbo), combinées à de l'entrelacement et à des systèmes de répétition automatique de séquences (ARQ | automatic repetition request). Parallèlement au développement des standards HomePlug, certains

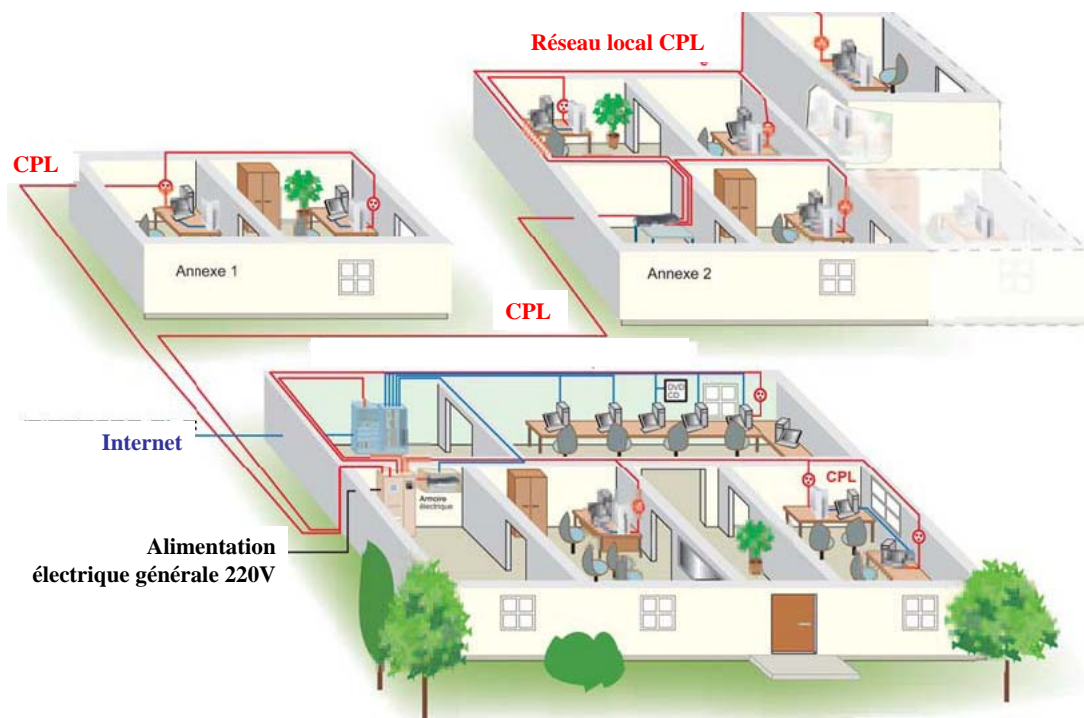


FIG. 1.7: Principe d'accès InDoor

industriels expérimentent leur propre technologie. C'est ainsi que l'espagnol DS2 commercialise des puces à 200 Mbit/s permettant de faire passer la vidéo, voire la TVHD (télévision haute définition). Le français SPIDCOM a quant à lui effectué la démonstration de sa nouvelle puce au CeBIT d'Hannovre en mars 2004, qui peut atteindre des débits allant de 100 à 224 Mbit/s, selon l'environnement. Tous ces systèmes sont basés sur la technique de modulation OFDM mais les spécifications précises sont la plupart du temps tenues secrètes.

1.4 Solutions basées sur le CPL dans l'automobile

Actuellement, on distingue deux types de solutions CPL, l'une pour le bas débit et l'autre en haut débit.

1.4.1 Solutions CPL bas débit

Plusieurs solutions CPL sont d'ores et déjà présentes chez les équipementiers automobiles. Depuis 1994, l'entreprise Yamar [32] commercialise des solutions bas débit transmettant à 500 kbits/s utilisant le protocole CAN et les fils d'alimentation de la batterie du véhicule sous une modulation DQPSK. Cette société a également développé des

solutions utilisant d'autres protocoles tel que le LIN. Ces systèmes sont principalement employés pour le contrôle de la climatisation, température ne nécessitant pas de haut débit. Le tableau 1.4 référence les caractéristiques de leurs solutions.

Protocole	Débit	Modulation	Applications
LIN	57.6 kbit/s	DBPSK	Contrôle moteur, capteur, actionneur...
LIN/UART	57.6 kbit/s	DBPSK	Contrôle lumière, climatisation, portes...
CAN	10 kbit/s	ASK	Contrôle climatisation, vitres électriques ...
CAN	250 kbit/s	DQPSK	Navigation, capteurs, écran...
CAN	500 kbit/s	DQPSK	Transfert multimédia

TAB. 1.4: *Applications Yamar*

En France, l'INSA de Rennes a travaillé en partenariat avec des constructeurs français et ces travaux ont fait l'objet des thèses de Fabienne Nouvel [33] et de Sylvain Haese [34]. Fabienne Nouvel a participé à la conception d'un système CPL pour transmettre des informations numériques utilisant l'accès multiple de type CDMA modulé en BPSK avec une fréquence porteuse fixée à 4 MHz et un débit de 2Mbit/s. Elle a aussi mis en avant les problèmes de compatibilité électromagnétique liés à ce type d'installation. Sylvain Haese a prolongé ce travail en adaptant ce système au protocole VAN (Vehicle Area Network). Le système développé s'appuie toujours sur l'étalement de spectre. Les données sont transmises dans la bande de transmission [2-5.9 MHz] avec un débit de 2 Mbit/s. Dans ce système, le CDMA disparaît, remplacé par un accès CSMA/CD, compatible avec le CAN/VAN. Ces deux études ont permis de mettre en avant la possibilité d'utiliser le faisceau électrique comme support de transmission. Par ailleurs ces solutions sont insuffisantes pour tenir les débits du CAN puisque le débit du message transmis atteint seulement 32 kbit/s. Il semble donc nécessaire d'explorer d'autres techniques pour pouvoir satisfaire les taux de transfert.

1.4.2 Solutions CPL haut débit

Les constructeurs allemands ont travaillé sur les CPL haut débit avec une collaboration entre BMW et Bosh. Ces travaux ont fait l'objet d'une thèse soutenue par Andrea Schiffer en 2001 [35].

Deux options peuvent être envisagées pour le support physique du signal. La première consiste à conserver le réseau filaire existant. Dans cette configuration, le canal de propagation ne présente pas les meilleures caractéristiques pour optimiser et maximiser le débit et la fiabilité de la liaison. Ceci implique l'emploi de système de transmission très performant. La seconde possibilité consiste à concevoir une nouvelle structure du câ-

blage. De cette façon, nous conservons évidemment la distribution d'énergie électrique mais surtout nous améliorons la qualité de propagation du signal. Cette solution décrite par [36] présente cependant des inconvénients. Elle ne peut qu'être appliquée qu'à des véhicules de nouvelles générations, cependant reste à connaître le coût additionnel du câblage et la fiabilité de l'ensemble.

Dans cette étude, nous sommes partis sur des câblages existants et dès lors allons tester et optimiser la technique de transmission.

1.4.3 Difficultés de mise en oeuvre

Comme signalé précédemment, l'implantation directe des modems CPL utilisés pour le domaine indoor n'est pas instantanée. Il faut savoir qu'entre un réseau indoor et un faisceau automobile la topologie de chacun est différente. Si l'on prend le cas d'une pièce d'habitation, domaine indoor, l'installation électrique se compose de trois ou quatre fils d'alimentation dont un fil de terre, qui sont rassemblés en toron jusqu'à la boîte à fusibles. Par ailleurs dans l'automobile, chaque toron d'un faisceau est constitué d'un nombre de fils variant entre trois et cinquante, représentant une longueur totale de plusieurs kilomètres.

Contrairement à une habitation, les conducteurs électriques d'une voiture ne transmettent pas seulement de l'énergie mais aussi des informations et des signaux provenant des différents protocoles présentés précédemment. De plus, les torons occupent un espace confiné proche de la carrosserie métallique servant de masse de référence mais variant entre différents points.

Dans la suite du document, nous verrons que le canal automobile, tout comme le canal indoor est multi trajets. Il présente une réponse fréquentielle qui n'est pas plate et stable mais qui comporte des résonances et des évanouissements, dûs aux échos et réflexions entre l'émetteur et le récepteur. Ces phénomènes traduisent les nombreuses désadaptations de la ligne tout au long de son parcours. L'obtention d'un haut débit de transmission impose l'utilisation d'une large bande passante. Si cette bande couvre une partie du spectre comportant des évanouissements profonds, cela produira une perte des informations transmises pour les fréquences correspondantes. Pour contrer ces évanouissements, l'emploi de technique de transmission particulière devra être appliqué comme présenté dans le chapitre 2. Malgré la présence d'évanouissements sur le faisceau, il ne faut pas oublier que les fils transmettent de multiples perturbations électriques dûes à l'utilisation des divers organes présents dans le véhicule, tels que le démarreur, les calculateurs, les moteurs d'essuie-glace, ...

1.4.4 Exemples d'applications

Plusieurs applications sont déjà disponibles chez les constructeurs. Par exemple, nous pouvons citer le système d'allumage et extinction de feux développé par la société VALEO :

Cette solution permet d'obtenir un gain de temps concernant l'installation de nouveaux projecteurs sur le véhicule. Dans ce cas, il suffit de connecter le module trans-

metteur sur l'alimentation 12V au niveau du tableau de bord pour la commande d'allumage. Ceci n'est qu'un exemple bas débit, mais plusieurs applications haut débit sont déjà visées par les constructeurs. Nous pouvons citer les applications multimédia, avec la projection de la vidéo sur des écrans placés dans les sièges avant à partir d'un lecteur DVD (Valeo), ou encore le système d'aide au stationnement réalisé dans le cadre de la collaboration des sociétés Valeo et Spidcom dans le cas du projet PREDIT.

Dans cet exemple, on considère un système de trois caméras. Actuellement, certains constructeur ont choisi comme solution l'utilisation de câbles blindés de types coaxiaux ou paires torsadées pour commander les caméras et transmettre les images vers un écran placé sur le tableau de bord du véhicule. Par ailleurs, en utilisant la technologie CPL, ce système n'utilise plus qu'un seul fil d'alimentation reliant les caméras à l'écran. Ce système est décrit dans le chapitre 4.

D'un point de vue économique, en ne considérant que le câblage, le système ordinaire nécessite l'utilisation d'autant de câbles blindés que de caméras. Par ailleurs, l'utilisation du CPL n'utilise qu'un seul fil pour relier le réseau de caméras à l'écran. Évidemment, il en va que la seconde solution est beaucoup plus économique, reste à évaluer les limites d'une telle solution d'un point de vue technique mais surtout prendre en compte les aspects CEM non négligeables en automobile.

1.5 Conclusion

Ce chapitre a permis de positionner les travaux de cette thèse dans leur contexte actuel en définissant les besoins des différents acteurs de l'industrie automobile en matière de systèmes de télécommunications embarqués. Divers exemples d'architecture réseau ont été présentés et correspondent à ceux actuellement développés et qui utilisent des câbles dédiés pour assurer les communications numériques. Au vue de l'augmentation de l'électronique au sein du véhicule, une solution alternative permettant d'éviter l'accroissement du faisceau de câbles est basée sur une technologie CPL, notamment haut débit.

Notre contribution à son développement portera essentiellement sur l'étude et la validation des systèmes de transmission pouvant s'appliquer au contexte. Pour mener à bien le projet, il sera nécessaire de connaître les caractéristiques du canal de transmission de manière à employer la modulation la plus adaptée. Nous verrons dans le chapitre suivant la spécificité du canal automobile mais nous aborderons aussi l'aspect modulation pour conclure sur le choix retenu.

Caractérisation du canal de propagation et de la modulation

Sommaire

2.1	Introduction	28
2.2	Canal de propagation	28
2.2.1	Réponse du canal	28
2.2.2	Types de bruit	29
2.2.2.1	Bruit de fond	29
2.2.2.2	Bruit à bande étroite	30
2.2.2.3	Les bruits impulsifs	30
2.2.2.4	Allures des bruits mesurés sur véhicule	32
2.2.3	Résultats de caractérisation de la réponse du canal	35
2.2.3.1	Architecture électrique du véhicule	35
2.2.4	Caractéristiques de la transmission et de ces variations	38
2.2.4.1	Liaison directe	38
2.2.4.2	Liaison indirecte	38
2.2.4.3	Variations de la réponse du canal dans le cas d'une liaison directe	39
2.2.4.4	Variations de la réponse du canal dans le cas d'une liaison indirecte	42
2.3	Présentation des modulations	45
2.3.1	Modulations monoporteuses	45
2.3.2	Étalement de spectre	45
2.3.3	Les modulations multi-porteuses	48
2.3.3.1	Historique	48
2.3.3.2	Principes des modulations à porteuses multiples	50
2.3.3.3	Applications et réalisations	54
2.3.4	Présentation des techniques d'accès multiple	55
2.3.5	Comparaison des techniques pour le CPL	56
2.3.5.1	Comparaison des systèmes DS-CDMA et OFDM	56
2.3.5.2	Les forums CPL	58
2.3.5.3	Norme HOMEPLUG	58
2.4	Aptitude des CPL vis-à-vis des protocoles	61
2.4.1	Classement en fonction de la fiabilité et du débit	61

2.4.2	Adaptation vis-à-vis du CAN	62
2.4.2.1	Les principales difficultés	62
2.4.2.2	Solutions envisageables	62
2.4.3	Adaptation vis-à-vis du FLEXRAY	63
2.4.3.1	Les difficultés	63
2.4.3.2	Solutions envisageables	64
2.5	Conclusion	64

2.1 Introduction

Ce chapitre va traiter l'aspect courants porteurs en considérant le réseau d'alimentation du véhicule en tant que canal de propagation. Le canal de propagation décrit le support physique de la transmission. Celui-ci va être caractérisé [37] et présenté pour connaître et appréhender les phénomènes de propagation et de couplage. Dans la première partie, nous allons décrire la réponse du canal, et les types de bruits rencontrés sur le faisceau électrique du véhicule afin de caractériser le canal de manière expérimentale.

La seconde partie s'intéresse aux modulations pouvant être candidates pour la transmission des données sur le faisceau du véhicule.

2.2 Canal de propagation

2.2.1 Réponse du canal

Lors de leur propagation à travers le canal de transmission, les ondes émises sont sujettes à différents phénomènes qui viennent modifier leur *forme*, c'est à dire leur amplitude et leur phase. Dans le cas général, il peut s'agir de phénomènes d'atténuation, de déphasage, de réflexion, de diffraction ou encore de diffusion, selon les interactions que les ondes sont susceptibles de connaître avec le support physique. En ce qui concerne les communications CPL, nous allons voir que le support physique de la transmission, plus particulièrement le faisceau électrique du véhicule, introduit des atténuations et déformations du signal. Les causes de ces modifications sont multiples comme par exemple, le couplage entre les différents fils du toron, les pertes ohmiques dans les fils ou le caractère multi trajets du canal dû aux réflexions successives provoquées par les désadaptations des lignes.

2.2.2 Types de bruit

Outre les distorsions apportées par les réponses des canaux sur la forme des signaux propagés sur les lignes électriques, il faut aussi considérer comme élément perturbateur la part de bruit, pris au sens large du terme, qui vient s'ajouter à l'énergie utile transmise. À la différence de la plupart des canaux de communications, le bruit présent à l'entrée d'un récepteur CPL ne se réduit pas à la seule contribution du bruit thermique, encore

appelé bruit blanc additif gaussien (BBAG) (AWGN | additive white gaussian noise) [38]. On doit cette spécificité à la grande variété d'appareils connectés au réseau, ainsi qu'à la multiplicité des perturbations captées par rayonnement.

Plus précisément en automobile, les systèmes électroniques sont contraints de co-exister avec des interrupteurs et des charges inductives électromagnétiques. Lorsqu'une charge inductive est activée ou désactivée, une impulsion se propage sur le circuit d'alimentation ainsi que vers toutes les entrées des organes qui y sont branchés. De plus, tous les fils vont donc se comporter comme des antennes potentielles, avec des longueurs physiques proches des longueurs d'ondes dans la bande de fréquences de 500 kHz à 70 MHz. Le câblage est donc susceptible de recevoir et de transmettre tous les bruits présents à l'intérieur du véhicule.

Les normes CEM automobiles [39] permettent de classer ces perturbations conduites et d'en établir les niveaux à respecter en rayonnement et en susceptibilité, pour chaque organe installé dans le véhicule. Cependant, elles se basent essentiellement sur une approche fréquentielle qui s'avère inappropriée pour optimiser et prédire les performances d'un système numérique qui travaille dans un domaine temporel.

Une description intéressante, donnée dans [40] et [38] pour le domaine INDOOR, classe les bruits rencontrés en trois catégories, suivant leur origine, leur durée, leur occupation spectrale et leur intensité mais aussi les articles [41] et [42]. On distingue le bruit de fond, les bruits à bande étroite et les bruits impulsifs.

2.2.2.1 Bruit de fond

Le bruit de fond présent sur les lignes électriques, possède une densité spectrale de puissance relativement basse et décroissant avec la fréquence. Ce type de bruit résulte de la superposition d'une grande variété de sources de bruit de faible intensité présentes dans l'environnement des lignes. Son niveau de puissance varie à l'échelle des minutes voire des heures. Par opposition au bruit blanc qui possède une densité spectrale de puissance uniforme, le bruit de fond rencontré ici est un bruit coloré qui affiche une nette dépendance en fréquence principalement dans la partie très basse du spectre. Pour se placer dans le contexte automobile, le bruit de fond est propre à l'état de fonctionnement des charges activées ou non dans le véhicule.

2.2.2.2 Bruit à bande étroite

Les bruits à bande étroite sont le résultat de la capture par les lignes électriques du faisceau de câbles, des émissions de radiodiffusion. Il s'agit donc de brouilleurs persistants qui apparaissent souvent sous la forme d'un signal sinusoïdal modulé en amplitude et occupent les sous-bandes correspondant aux diffusions grandes et moyennes ondes.

Dans notre cas, nous mesurons les perturbations conduites sur les câbles d'alimentations sans essayer de différencier la provenance du bruit : inhérent ou externe au véhicule, l'ensemble de ces mesures a été mené au cours de la thèse de la Marc Olivas Carrion [37].

2.2.2.3 Les bruits impulsifs

Parmi l'ensemble des sources de bruits, c'est de loin les bruits de type impulsif qui sont les plus défavorables aux communications sur les lignes électriques. La grande majorité des sources non-intentionnelles sont des sources de transitoires, soit sous la forme d'impulsion unipolaire, soit sous la forme d'une oscillation amortie (qui est en fait la réponse impulsionnelle d'une partie du système à une très courte impulsion unipolaire - assimilable à une impulsion de Dirac).

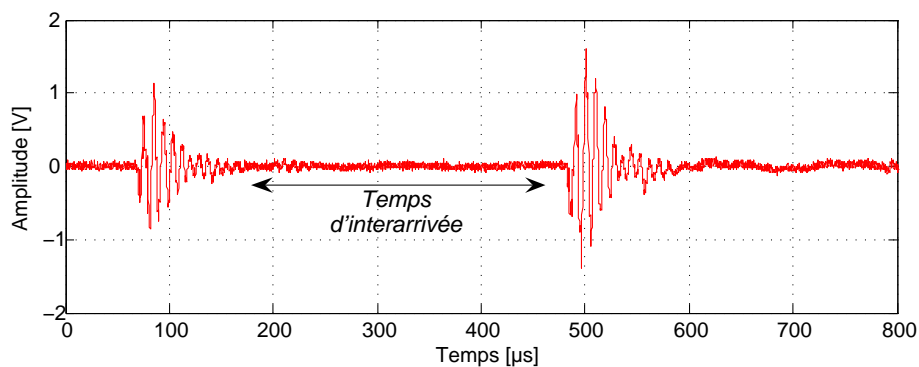


FIG. 2.1: Forme typique d'une impulsion isolée

On les caractérise par leur temps de montée (temps nécessaire pour passer de 10 à 90% de l'amplitude crête, et par la durée de l'impulsion unipolaire (à 50% de l'amplitude), ou par la période de l'oscillation amortie et son taux d'amortissement.

Les figures 2.1 et 2.2 représentent les formes d'impulsions qui peuvent être présentes sur le faisceau du véhicule en majorité.

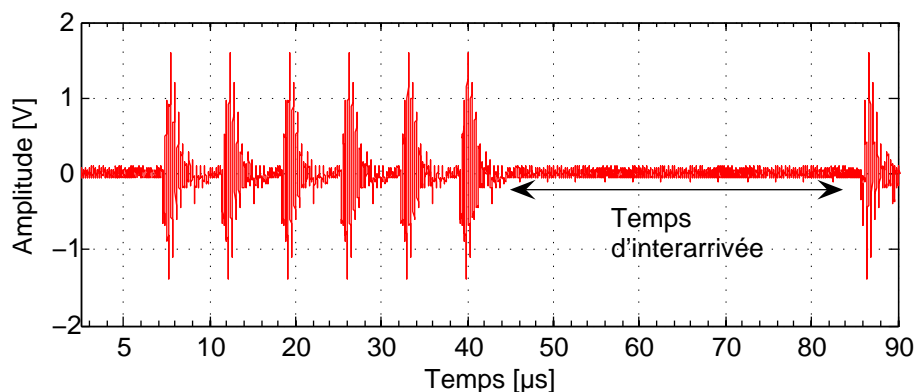


FIG. 2.2: Forme typique d'une impulsion rafale

Ces figures mettent en évidence la présence de deux catégories d'impulsions :

- isolée liée à la mise en fonctionnement de relais.
- rafale provoquée par des commutations d'organes en fonctionnement.

2.2.2.4 Allures des bruits mesurés sur véhicule

Les figures [2.3, 2.5, 2.7] représentent les bruits mesurés sur véhicule lors de l'activation de la commande des freins. La figure 2.9 correspond à la mesure des bruits lors de la mise en fonctionnement des essuie-glaces et la figure 2.11 lors de l'activation du démarreur. En majorité, les bruits correspondent à des rafales d'impulsions propagées sur le réseau électrique du véhicule.

Les impulsions mesurées peuvent atteindre des durées de $5 \mu s$. Dans ce cas, le symbole OFDM risque fortement d'être corrompu voire détruit puisque dans la norme Homeplug, la durée du symbole est seulement de $8 \mu s$. En moyenne, les impulsions ont une durée de $200 ns$ et peuvent atteindre un niveau de puissance de $5 V$ crête.

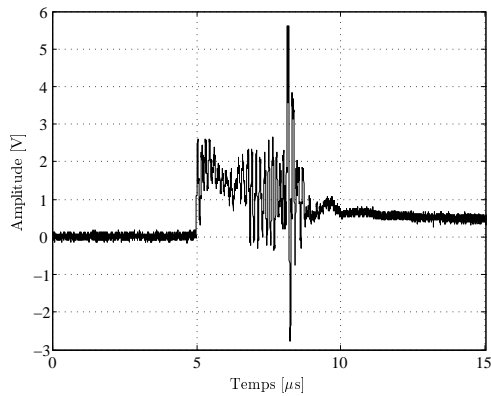


FIG. 2.3: Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des freins

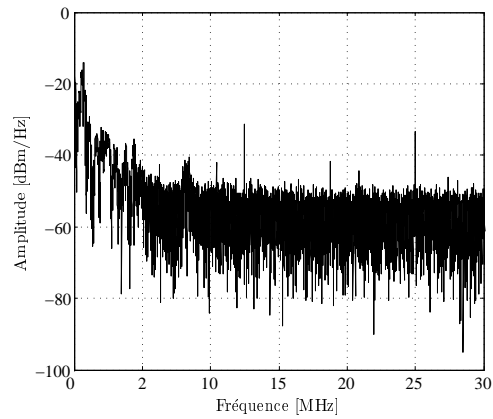


FIG. 2.4: DSP associée

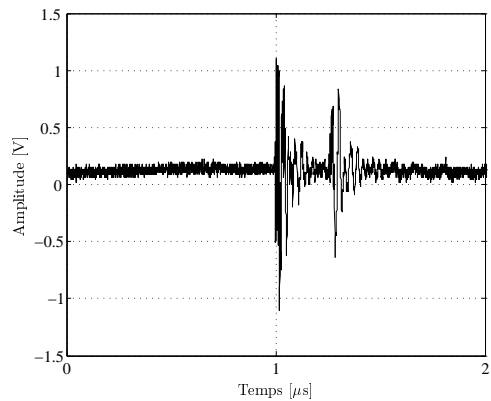


FIG. 2.5: Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des freins

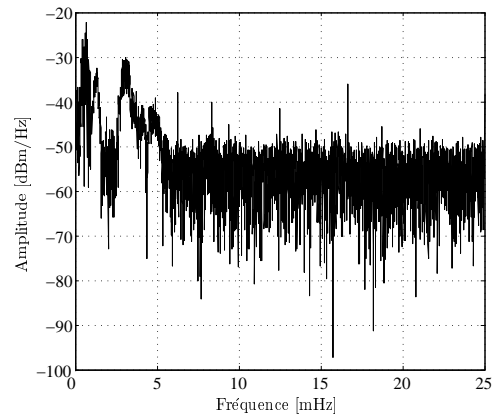


FIG. 2.6: DSP associée

La DSP de chaque bruit mesuré est reportée dans les figures [2.4 à 2.12]. Lorsque les bruits impulsifs apparaissent en rafale (figures [2.5, 2.9, 2.11]), les DSP associées mesurées font apparaître un niveau de puissance élevé dans la bande $[0-10 MHz]$.

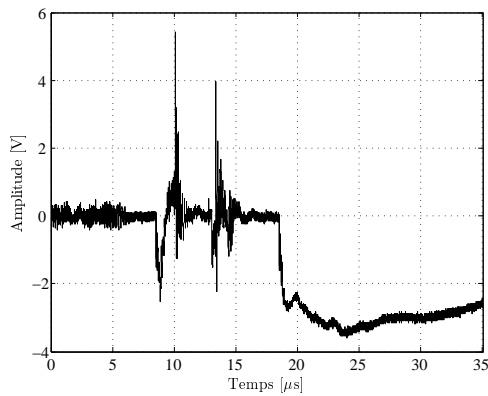


FIG. 2.7: Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des freins à proximité des lampes

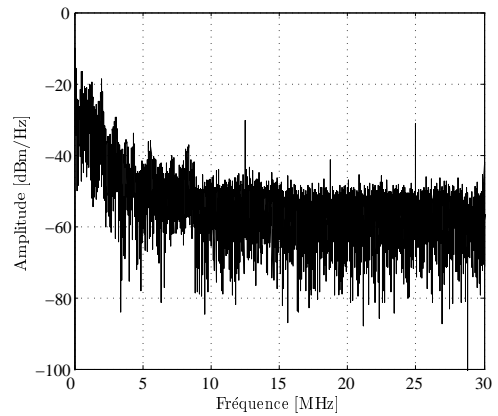


FIG. 2.8: DSP associée

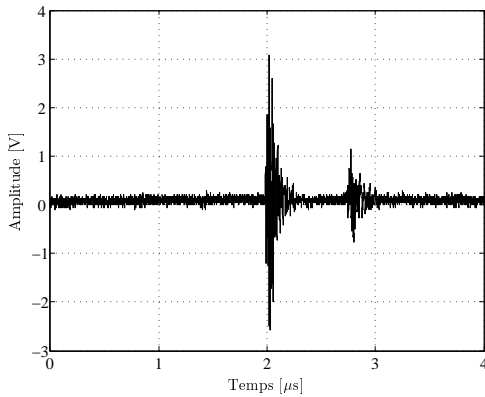


FIG. 2.9: Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des essuie-glaces

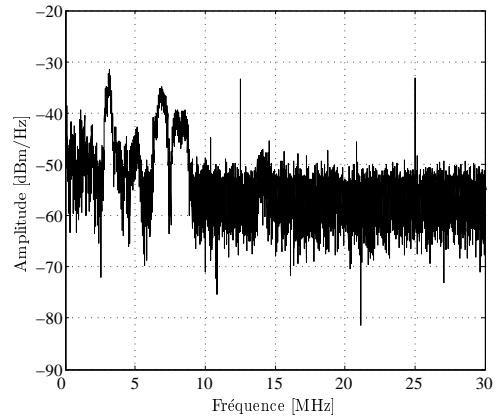


FIG. 2.10: DSP associée

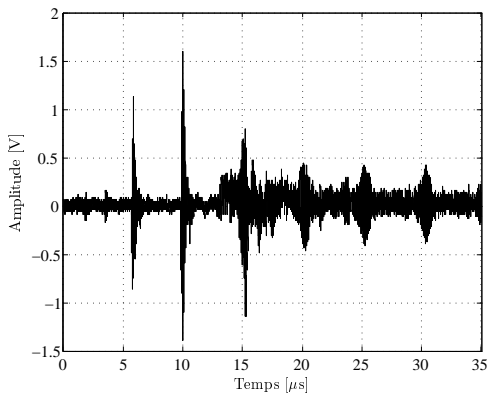


FIG. 2.11: Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation du démarreur

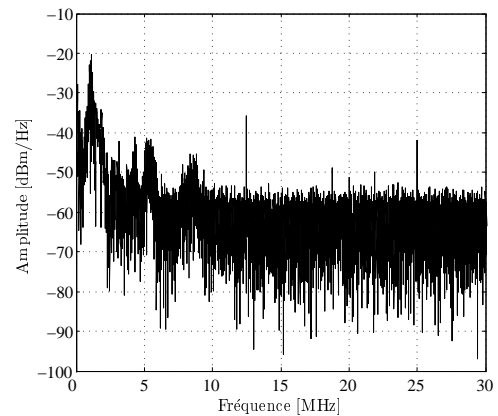


FIG. 2.12: DSP associée

Cette bande est susceptible d'être utilisée pour notre application et risque d'être perturbée. Lors de l'apparition de tels bruits, le signal modulé sera corrompu et nécessitera l'emploi de codage robuste.

Pour minimiser l'effet du bruit à bande étroite et celui des trajets multiples engendrant des évanouissements importants du signal utile dans certaines bandes de fréquences, diverses solutions, proposées pour le canal mobile, peuvent être transposées à la propagation filaire.

Le but de la partie suivante va consister à présenter les techniques susceptibles d'être employées pour la transmission CPL.

2.2.3 Résultats de caractérisation de la réponse du canal

L'ensemble des mesures a été réalisé au laboratoire Télice dans le cadre du projet PREDIT et de la thèse de M. Olivas Carrion [37]. Cette partie va présenter et détailler les caractéristiques du canal obtenues en terme de fonction de transfert.

2.2.3.1 Architecture électrique du véhicule

Les points d'injection et de réception du signal ne doivent pas être choisis au hasard et dépendent des applications futures. Pour cela, nous nous sommes inspirés de l'architecture électrique du véhicule et des différents bus de communication existants qui relient un calculateur central nommé BSI (*Boîtier de Servitude Intelligent*) à d'autres calculateurs, nommés UCE (*Unité de contrôle électronique*), et assurant des fonctions électroniques. On compte actuellement jusqu'à 30 calculateurs au sein d'un même véhicule.

La figure 2.13 présente l'implantation des principaux faisceaux à l'intérieur du modèle de véhicule utilisé pour l'étude en simulation et mesure, une Peugeot 407, ainsi que la position de trois calculateurs.

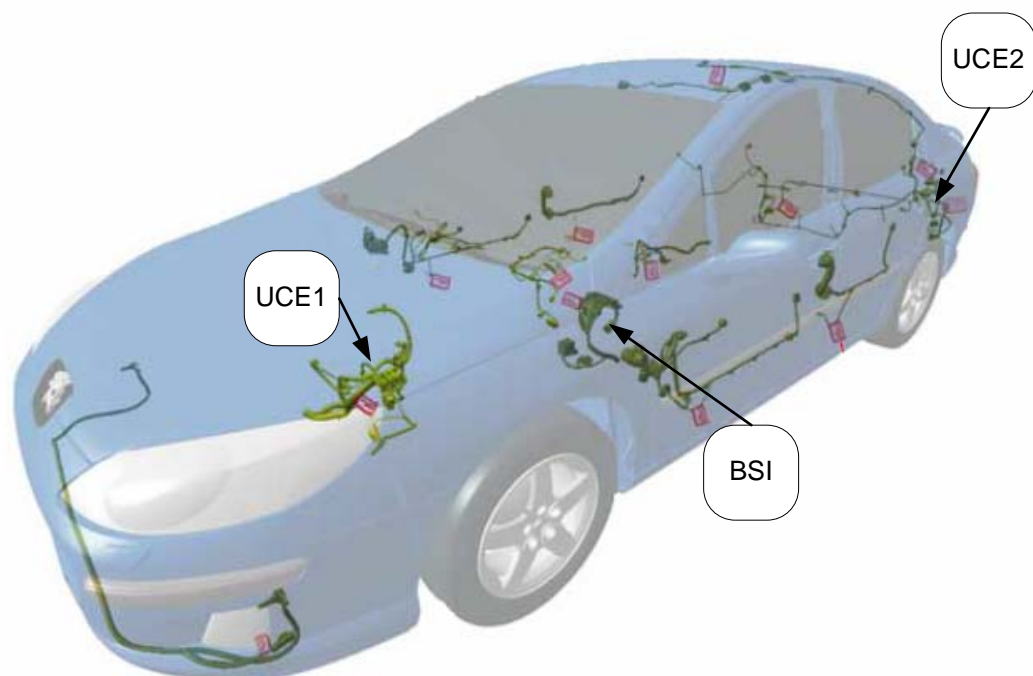


FIG. 2.13: Implantation générale des faisceaux dans la 407

Même si tous les faisceaux ne sont pas représentés, la figure 2.13 montre la diversité des trajets parcourus par le câblage allant du compartiment moteur au coffre en passant par le plafonnier. Dans un avenir proche, on peut imaginer les deux scénarios suivants : soit remplacer une liaison inter UCE par bus par une liaison de type courant porteur sur le réseau 12V ou établir une communication entre un point terminal sur lequel on placerait un modem et un organe de contrôle. Ce point terminal ou fonction électronique pourrait être par exemple un organe à commander ou une prise 12V.

Notons l'emplacement du calculateur central BSI situé dans l'habitacle sous le volant, et les deux calculateurs terminaux, à partir desquels nous effectuerons nos mesures sur leur point d'alimentation 12. L'UCE1 est situé à proximité du moteur derrière le tablier et l'UCE2 est dans la malle arrière.

Deux autres configurations de transmission, relatives au deuxième scénario, sont envisagées et concernent les liaisons "allume-cigare - fusible" et "prise 12V - fusible".

Une représentation plus synthétique des différents points de connexion au réseau 12V est donnée figure 2.14. Rappelons tout d'abord que, quel que soit le type de liaison, le câble d'alimentation 12V n'est jamais seul mais intégré dans un toron de câbles et que sa position au sein de ce toron varie, compte tenu des contraintes techniques lors de son placement dans la chaîne de montage.

Les lignes pointillées caractérisent la présence du toron de câbles dans lequel est inséré le fil d'alimentation et les autres câbles dédiés, par exemple, aux différents bus de communication (CAN, FLEXRAY,...). Pour faciliter la compréhension, les différents calculateurs présentés sur la figure 2.14 sont nommés par leur nom générique UCE et numérotés de 1 à 4. Sur ce schéma, la BSI correspond à l'UCE3.

Nous allons retrouver deux types de liaisons, appelées liaisons directes et indirectes, qui seront introduites et présentées dans la suite. Les charges à proximité du F et E représentent d'éventuels accessoires que l'on peut connecter à la prise 12V ou l'allume-cigare afin de les alimenter comme par exemple un chargeur de téléphone portable...

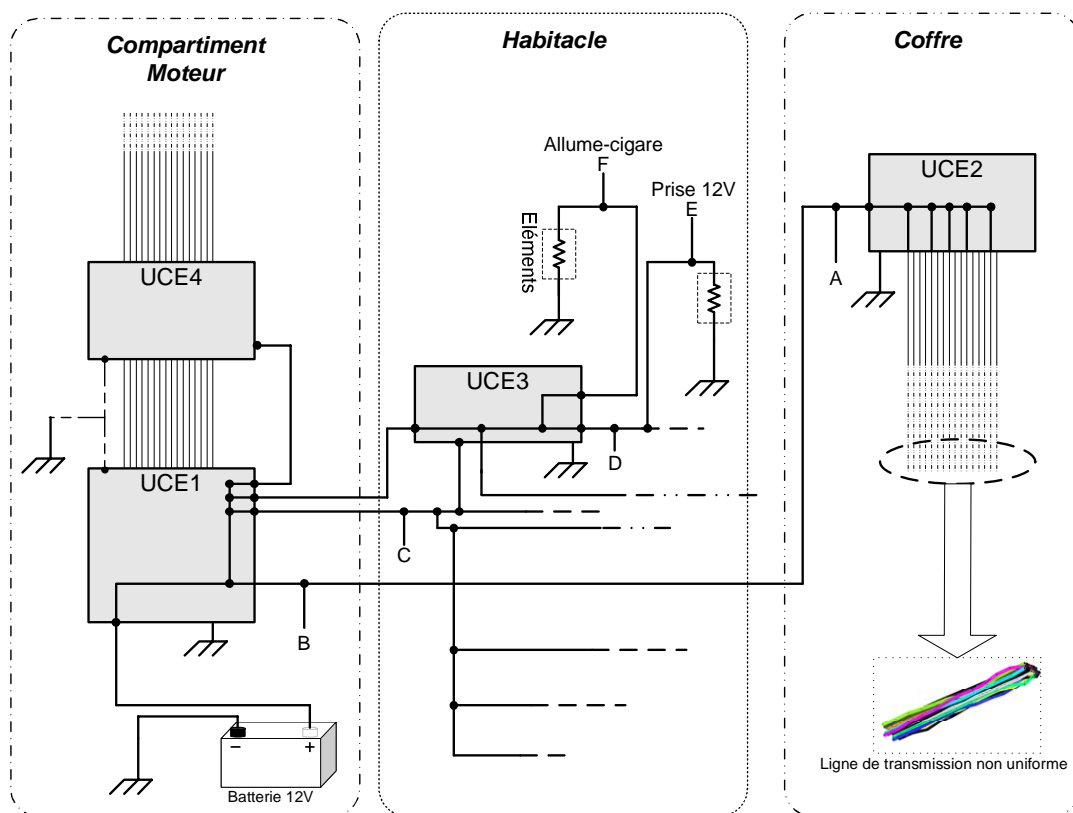


FIG. 2.14: Exemple de schéma électrique sur véhicule

2.2.4 Caractéristiques de la transmission et de ces variations

Dans le domaine de la communication, deux principaux cas de figure existent. La transmission de données point à point appelée liaison directe et la transmission en présence de multi trajets liés à la présence de bifurcations et voire d'éléments inter-connectés sur le réseau que nous qualifions de liaison indirecte.

2.2.4.1 Liaison directe

On définit une liaison directe entre 2 points X et Y lorsque le câble d'alimentation 12 V reliant directement X à Y ne passe pas par la batterie. Dans ce cas, le fil 12 V est donc dédié à l'alimentation d'un faible nombre d'éléments électriques/électroniques qui viendront se connecter entre ces deux points X et Y.

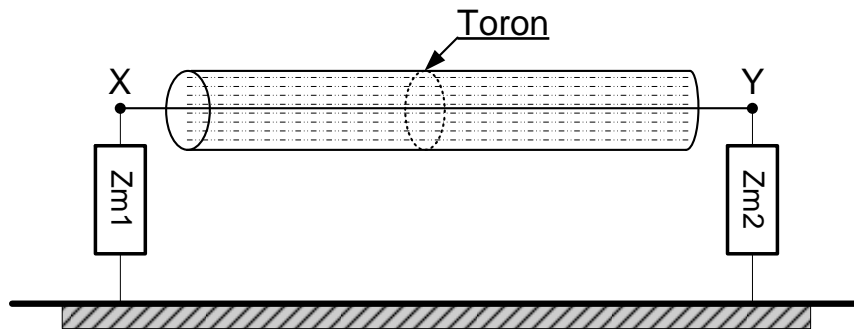


FIG. 2.15: Schéma d'une liaison directe

La figure 2.15 correspond à une liaison directe, Z_{m1} et Z_{m2} sont les impédances respectives des modems reliés au faisceau électrique du véhicule.

Si on se reporte à la figure 2.14, on dénombre 2 liaisons directes décrites ci-après :

- Trajet $A \Rightarrow B$: Le trajet suit le fil d'alimentation du calculateur UCE2 situé dans le coffre (côté gauche), il est connecté à la batterie par le biais d'un fusible situé dans le bloc moteur. La distance entre ces deux points est d'environ 7 m.
- Trajet $D \Rightarrow E$: Il correspond à la liaison entre la sortie du boîtier de servitude intelligent (UCE3) et la prise accessoire 12V et de longueur d'environ 3 m.

2.2.4.2 Liaison indirecte

Dans une liaison indirecte, le câble d'alimentation reliant deux points d'accès X et Y passe par la batterie comme il est indiqué sur la figure 2.16. L'impédance de la batterie 12V, Z_{batt} , est proche du court-circuit en basses fréquences. En effet, le bloc [batterie + câble] se comporte comme une inductance.

A titre d'information et d'exemple, Sylvain Haese [34] présente dans sa thèse des résultats de mesures d'impédance de batterie et pour une longueur de 1,6 m de câble

(dont 1 m du côté positif de la batterie et 60 cm de câble de masse), l'inductance mesurée est de $1,8 \mu\text{H}$ ce qui correspond à une impédance de 11Ω à 1 MHz.

Nous retiendrons pour la suite, trois liaisons indirectes schématisées sur la figure 2.14 : les trajets **AC**, **AE** et **AF**. Il est à noter que seules les mesures du coefficient S_{21} ont été effectuées et prises en compte pour la caractérisation du canal dans la chaîne de simulation.

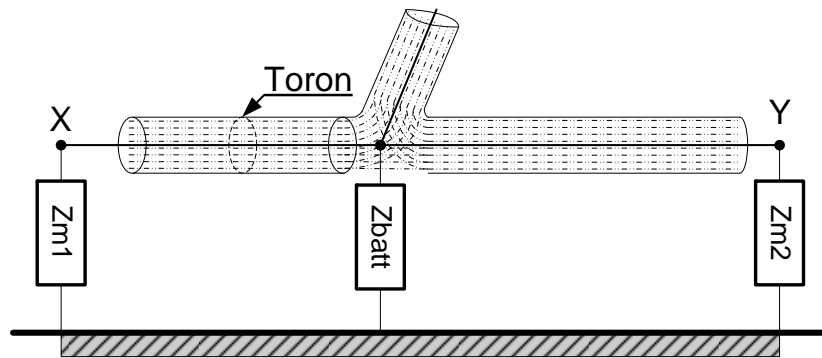


FIG. 2.16: Schéma d'une liaison indirecte

2.2.4.3 Variations de la réponse du canal dans le cas d'une liaison directe

La campagne de mesure a été réalisée sur une Peugeot 407, nous obtenons un ensemble de fonctions de transfert du canal entre différents points du faisceau. Intéressons nous aux variations et caractéristiques de la réponse du canal.

Le scénario de mesure a consisté à connecter l'analyseur de réseau via des coupleurs aux points A et B de la figure 2.14. La configuration de mesure est la suivante :

1. Le port 1 est connecté au point A à l'extrémité de UCE2.
2. Le port 2 est connecté sur le câble 12V situé au point B.

Des interrupteurs K1 et K2 sont insérés dans le câblage aux points A et B afin de mesurer les influences des charges pouvant être connectées sur le faisceau du véhicule. Le schéma de principe des mesures est décrit figure 2.17.

Le tableau 2.1 reprend les différentes configurations étudiées pour la mesure des coefficients S_{21} [37].

La figure 2.18 présente les résultats de mesure de coefficients S_{21} en fonction de la fréquence pour les quatre schémas de mesures décrits dans le tableau 2.1.

Pour chaque scénario, on peut analyser les résultats de la façon suivante :

1. Concernant la fonction de transfert H1 : Les 2 interrupteurs K1 et K2 sont ouverts, ainsi la réponse en S_{21} de H1 correspond à la caractéristique du câble seul au sein du toron parcourant le véhicule d'une longueur d'environ 7m. Le coefficient

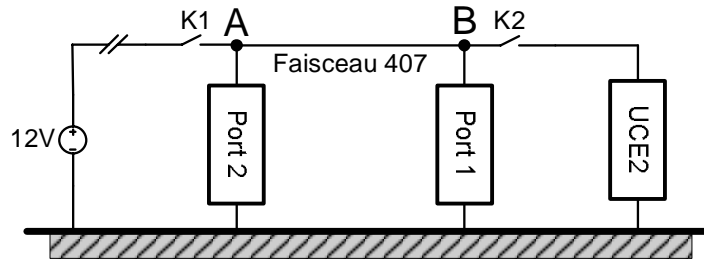


FIG. 2.17: Schéma de principe de mesure pour le trajet AB

S21	H1	H2	H3	H4
K1 ouvert	★	★		
K1 fermé			★	★
K2 ouvert	★		★	
K2 fermé		★		★

TAB. 2.1: Configuration des interrupteurs pour les mesures S_{21}

S_{21} calculé en basse fréquence (500 kHz) a une valeur voisine de 1 soit 0 dB. La fonction de transfert décroît linéairement avec la fréquence de 0.4 dB/MHz.

- Dans le cas de la fonction de transfert H2 : L'interrupteur K2 est fermé. Nous observons en basse fréquence une atténuation importante de l'ordre de 20 dB. Au delà de 10 MHz, cette atténuation est de l'ordre de 10 dB, puis pour les fréquences supérieures à 10 MHz, il apparaît une décroissance de l'ordre de 0.3 dB/MHz. Concernant le comportement en basse fréquence, nous pouvons supposer que l'impédance d'entrée de l'alimentation 12 V de l'UCE soit très faible et joue le rôle de court-circuit.
- Pour le cas de la fonction H3, l'interrupteur K1 est fermé et K2 ouvert. La fonction de transfert H3 a une décroissance de l'ordre de 0.5 dB/MHz pour les fréquences supérieures à 10 MHz. Par ailleurs, nous remarquons toujours l'atténuation de l'ordre de 30 dB pour les fréquences plus basses. Ceci s'explique par la présence de la batterie à proximité du port de mesure, puisque celle-ci a une très faible impédance de l'ordre de 1Ω d'où le court-circuitage en basse fréquence.
- En ce qui concerne la fonction de transfert H4, les 2 interrupteurs sont fermés. L'atténuation en basse fréquence est toujours présente et de l'ordre de 40 dB. Ceci s'explique par la présence aux deux extrémités de la batterie et de l'UCE. Par ailleurs, le comportement général dans les fréquences supérieures à 10 MHz reste identique aux fonctions de transfert précédentes.

Ces mesures ont mis en évidence la désadaptation en puissance essentiellement en basse fréquence résultant des impédances de l'analyseur de réseau qui simulent seules

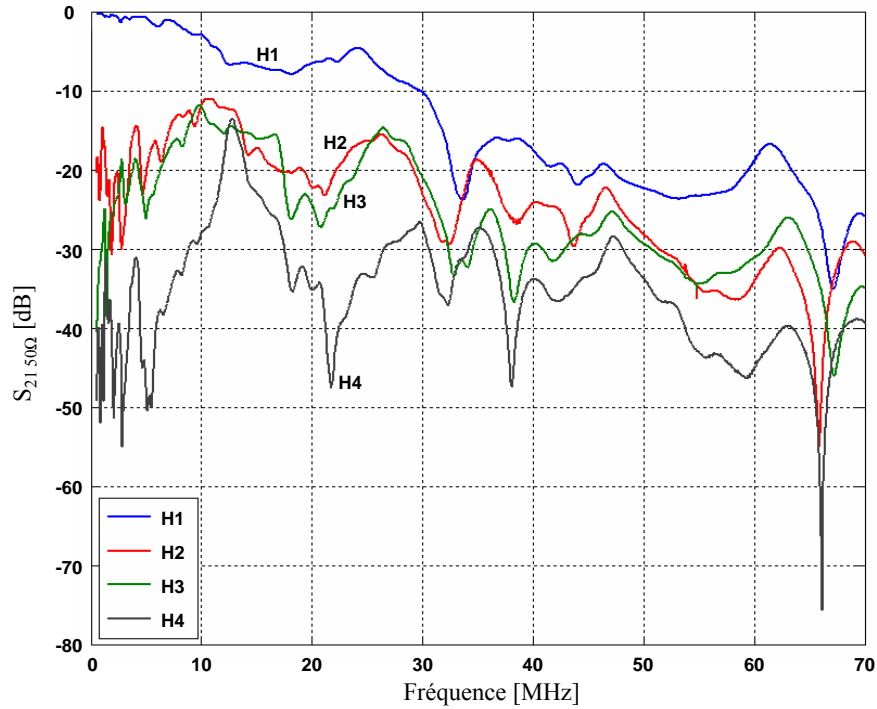


FIG. 2.18: Fonction de transfert du canal sur le trajet $A \Rightarrow B$

des modems CPL incluant les charges de proximité telles que la batterie et les calculateurs . . .

À titre indicatif, la figure 2.19 montre l'évolution de la fonction de transfert lorsque divers éléments sont en fonctionnant ou non. Une campagne de mesures a été menée pour obtenir un S_{21} entre deux mêmes points à différents instants successifs. Cette campagne a permis de calculer le coefficient de corrélation entre les valeurs successives de S_{21} suivant l'état du réseau. D'après les résultats obtenus dans [37], le coefficient de corrélation tend vers 1 ce qui signifie que l'évolution du canal dans le temps est relativement stable.

Suite à cette information importante, nous pouvons affirmer que le système de transmission ne requerra pas d'estimation de canal trop fréquente.

Ayant une première idée de la réponse du canal de propagation en direct, intéressons nous maintenant au cas d'une liaison en présence de bifurcations.

2.2.4.4 Variations de la réponse du canal dans le cas d'une liaison indirecte

En suivant les mêmes procédures de mesures que les liaisons directes, une campagne a été menée pour connaître les caractéristiques du canal de propagation en présence de bifurcations. Des exemples de mesures de S_{21} sont présentés en figure 2.20.

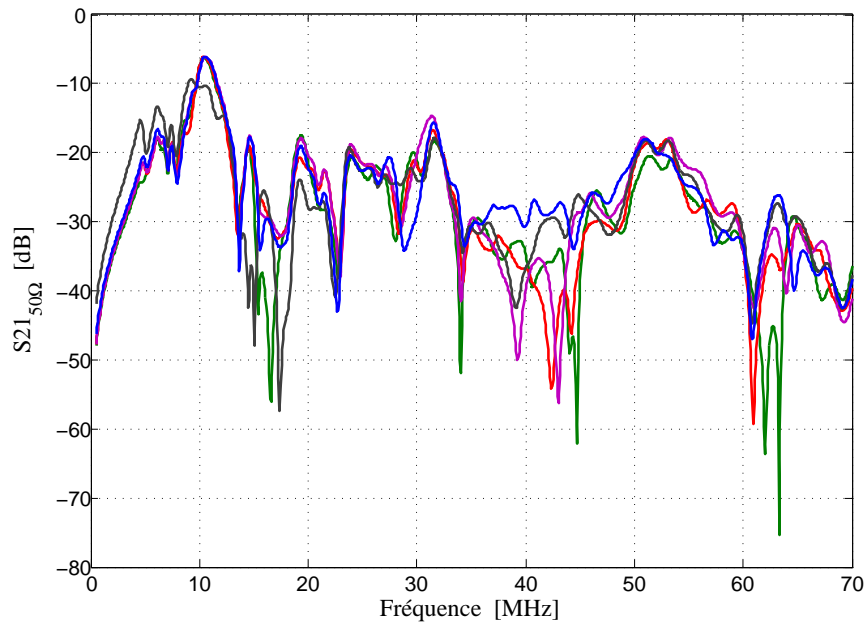


FIG. 2.19: Fonction de transfert du canal pour des liaisons directes

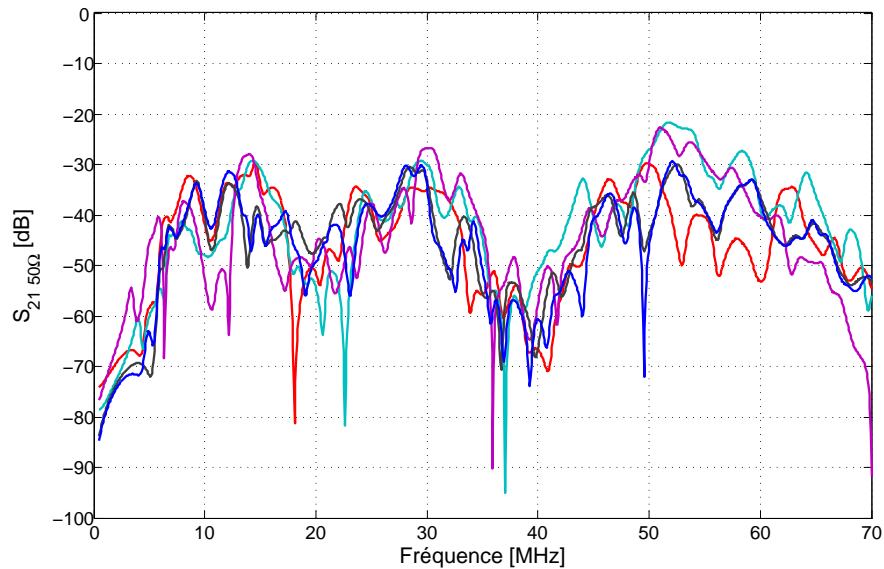


FIG. 2.20: Coefficient S_{21} dans le cas d'une liaison indirecte présentant des variations de charges

Nous notons sur ces courbes la présence d'évanouissements fréquentiels fréquents et nombreux de l'ordre de 30 dB. D'après les résultats provenant de [37], dans le cas d'une liaison indirecte, 90% des valeurs de S_{21} sont inférieures à -30 dB.

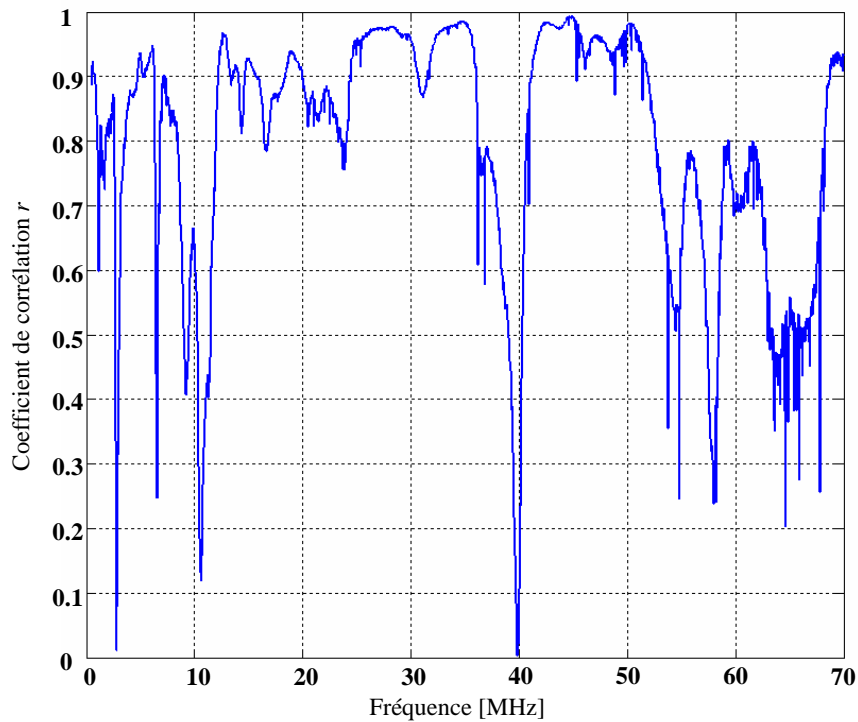


FIG. 2.21: Coefficient de corrélation dans le cas d'une liaison indirecte

La susceptibilité du canal face aux variations des charges présentes sur le faisceau est mise en évidence à travers le coefficient de corrélation calculé pour une liaison indirecte et présenté en figure 2.21. Le coefficient de corrélation varie de 0 à 0.9 en fonction de la fréquence, traduisant la fluctuation du canal au cours du temps. A la vue des résultats, nous pouvons affirmer que la probabilité dans le cas d'une liaison indirecte, d'avoir des évanouissements fréquentiels, est plus importante, ce qui implique une sélectivité fréquentielle plus importante.

Ce résultat peut provenir de la présence de bifurcations au sein du faisceau mais aussi de la présence de la batterie insérée entre les points d'émission et de réception qui provoquerait une atténuation importante du signal en raison de sa faible impédance de l'ordre de 10Ω .

La conséquence directe de ce résultat concerne le dimensionnement du système CPL, puisqu'il sera nécessaire d'envoyer une trame d'estimation de canal de manière plus fréquente que dans le cas d'un liaison directe.

2.3 Présentation des modulations

Plusieurs types de modulation ont été étudiés et sont toujours candidats aux transmissions sur courant porteur [43, 44]. Il s'agit d'optimiser notre choix entre une solution simple, peu coûteuse mais moyennement efficace et une solution plus complexe, plus coûteuse mais très robuste (donnant des résultats satisfaisants pour une large variation des paramètres du canal).

Les trois modulations les plus souvent citées pour les applications CPL dans les différentes publications [45] sont :

- Les modulations monoporteuses
- Les modulations à étalement de spectre
- Les modulations multiporteuses

2.3.1 Modulations monoporteuses

C'est bien sûr la solution la plus simple à mettre en place. Pour des systèmes bas coûts, des applications à faible débit, cela peut être une solution. Cependant, le canal de transmission introduit de fortes Interférences entre Symboles (IES) et il faut donc une puissante détection et des techniques d'égalisation complexes et coûteuses pour obtenir un taux d'erreur binaire (TEB) satisfaisant, cela augmentant donc fortement la complexité du système.

Ces modulations sont employées pour des transmissions faible débit par l'utilisation de FSK, ASK ou encore OOK.

2.3.2 Étalement de spectre

Apparues dans les années 40 grâce à la théorie de l'information développée successivement par N. Wiener et C. E. Shannon [46], les techniques d'étalement de spectre étaient tout d'abord destinées aux communications numériques sécurisées telles que les télécommunications militaires. Avec l'essor des systèmes de radiocommunications mobiles, et plus particulièrement des systèmes de radio-positionnement tels que GPS et NAVSTAR, les techniques d'étalement de spectre sont devenues d'un grand intérêt pour des applications grand public. Aujourd'hui, l'étalement de spectre est retenu dans différents standards : IS-95, UMTS, IEEE 802.11, ... Le principe de l'étalement de spectre peut être expliqué et justifié par la relation de C. E. Shannon qui exprime la capacité C du canal perturbé par un bruit additif gaussien BBAG :

$$C = B * \log\left(1 + \frac{P_s}{P_b}\right) \quad (2.1)$$

Où :

- C : est la capacité du canal en bit/s
- B : la bande occupée par le signal émis en Hz
- P_s : la puissance du signal en W
- P_b : la puissance du bruit en W

Cette relation nous montre que pour transmettre sans erreur une quantité d'information donnée, il est possible d'utiliser soit une bande B étroite et un fort rapport $\frac{P_s}{P_b}$, soit une large bande B et un faible rapport $\frac{P_s}{P_b}$. L'idée de l'étalement de spectre consiste donc à émettre un signal sur une bande largement supérieure à celle du signal utile.

Pour réaliser l'opération d'étalement de spectre [47], plusieurs techniques sont à notre disposition :

- La séquence directe, connue dans la littérature sous le sigle (DS-SS) (Direct Sequence Spread Spectrum), est réalisée en multipliant un signal à transmettre par une séquence pseudo-aléatoire.
- Le saut de fréquence, connu sous le nom de (FH-SS) pour Frequency Hopping Spread Spectrum, consiste en une variation de la fréquence de transmission par sauts discrets pseudo-aléatoires.
- Le saut dans le temps, appelé Time Hopping Spread Spectrum (TH-SS), consiste à moduler des impulsions par tout ou rien où le message binaire est transmis dans des fentes temporelles choisies conformément à un mot de code pseudo-aléatoire.

Parmi les différentes techniques utilisables, l'étalement par séquence directe (DS-SS) [48], illustré sur la figure 2.22, est la technique la plus utilisée. En notant T_d la durée d'un symbole et T_c celle d'un chip du code d'étalement tel que $T_d = L_c \cdot T_c$ ($L_c \in \mathbb{N}$ étant la longueur d'étalement), le signal émis a une largeur de bande $B_s = 1/T_c$ supérieure à celle du message à transmettre $B'_s = 1/T_d$. Le rapport entre le débit du code, ou débit chip, et le débit du signal utile forme le gain d'étalement du système G_e :

$$G_e = \frac{B_s}{B'_s} = \frac{T_d}{T_c} \quad (2.2)$$

L'étalement de spectre possède de nombreux avantages [49, 50]. Parmi les principaux avantages, on peut citer :

- Une faible DSP du signal émis vis à vis de celle du bruit permettant ainsi à d'autres systèmes de communication d'utiliser les mêmes bandes de fréquences sans aucune gêne. Il est à signaler que le signal étalé, codé se confond avec le spectre d'un bruit. Par ailleurs, plusieurs signaux étalés peuvent occuper la même bande. L'orthogonalité des codes permet de retrouver le signal utile parmi tous les signaux.
- Une faible probabilité d'interception, parce qu'il est noyé dans le bruit. Seuls les utilisateurs possédant une réplique synchrone du code d'étalement, utilisé en émission, peuvent décoder et désétalement la communication.
- Une robustesse vis à vis des brouilleurs à bande étroite. L'opération de désétalement étant identique à celle de l'étalement, tout signal interférant à faible bande est étalé au niveau du récepteur. La figure 2.23 représente le phénomène de l'étalement et le désétalement en présence de brouilleur.
- La possibilité de mettre en œuvre des techniques d'accès multiple par répartition de codes orthogonaux [51] permettant à plusieurs utilisateurs, disposant chacun d'un code spécifique, d'émettre simultanément dans les mêmes bandes de fréquences et en même temps.

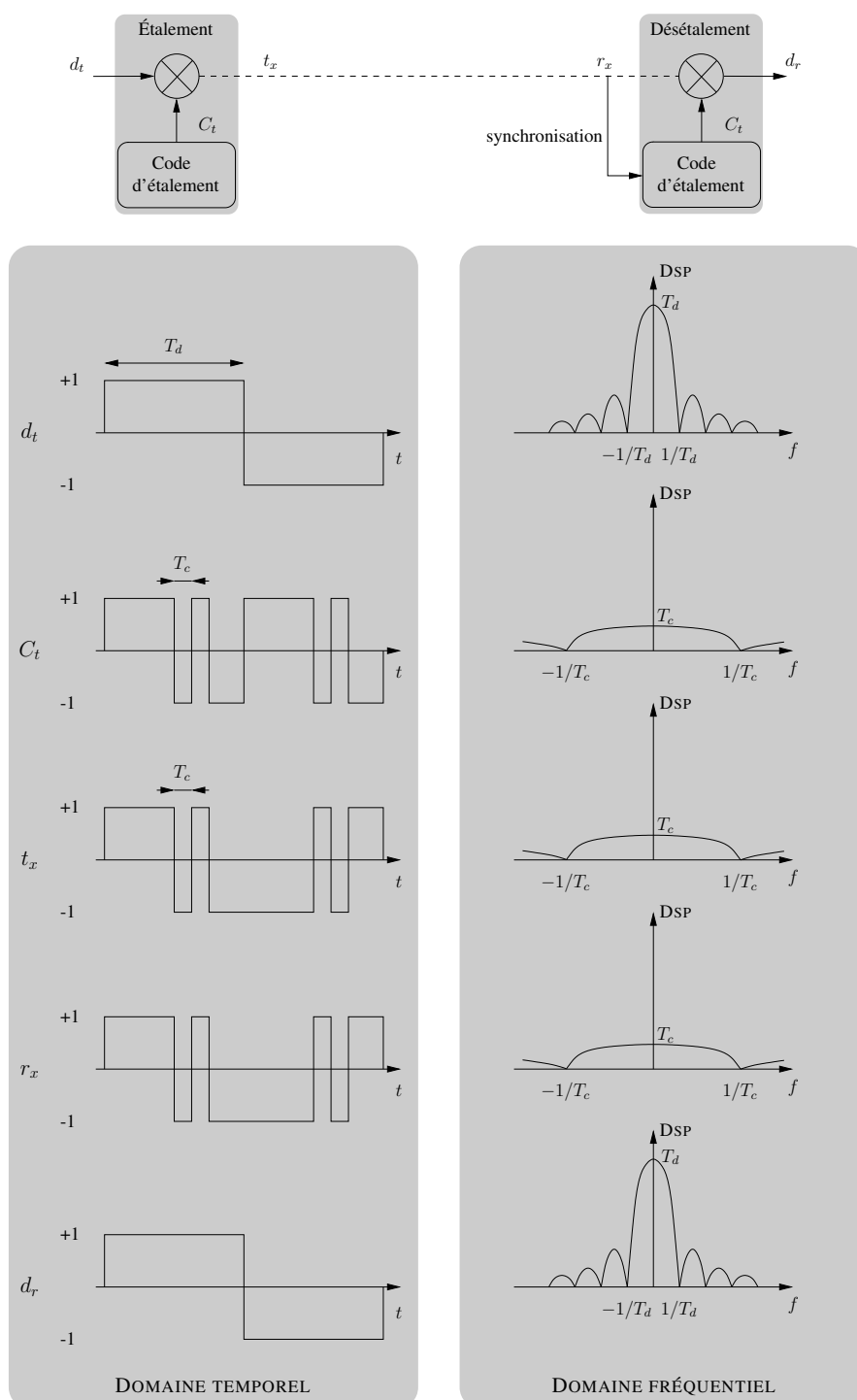


FIG. 2.22: Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.

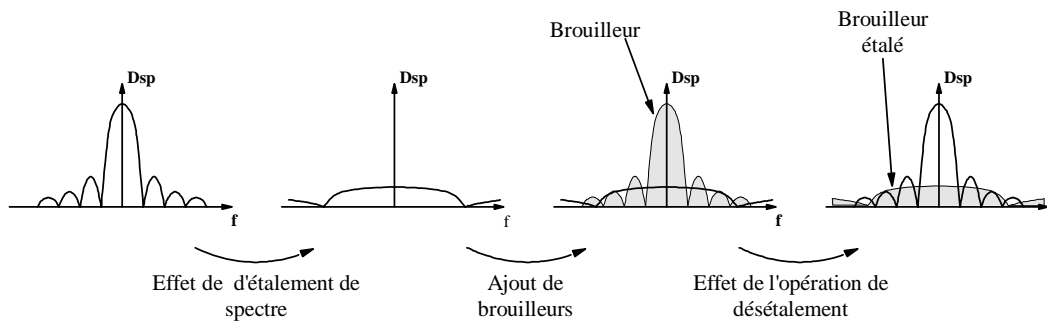


FIG. 2.23: Description de la technique d'étalement de spectre

Malgré tous ces avantages, l'étalement de spectre induit aussi des inconvénients :

- Du fait de l'étalement, la bande passante utilisée à l'émission est largement supérieure à celle du message à transmettre.
- Pour réaliser les opérations d'étalement et désétalement, il apparaît une complexité du récepteur, en raison de la mise en œuvre de techniques de synchronisation [52], de son maintien et d'égalisation.

2.3.3 Les modulations multi-porteuses

2.3.3.1 Historique

Le concept de modulation multiporteuses a pour origine celui de multiplexage fréquentiel, connu sous l'acronyme anglais FDM pour frequency division multiplex. Il est proposé pour la première fois dans les années 1950 par Doeltz et coll. [53], mais ne sera réellement exploité qu'une quarantaine d'années plus tard, après diverses améliorations.

En 1957, le premier modem HF émettant simultanément sur différentes fréquences porteuses modulées à bas débit fut présenté par M. L. Doel, E. T. Heald et D. L. Martin. Chaque porteuse était peu sensible aux effets du canal, de plus, l'émission simultanée de plusieurs porteuses permettait de transmettre un débit binaire plus important. Le multiplexage fréquentiel était né. L'inconvénient majeur de cette solution était la complexité des équipements d'émission et de réception. Une série d'égaliseurs, de lignes à retards et de filtres adaptés étaient nécessaires afin de séparer et traiter les différents signaux reçus. Un deuxième inconvénient résidait dans le fait que les spectres des porteuses étaient nécessairement disjoints, diminuant fortement l'efficacité spectrale. Afin de combattre cette perte, les ingénieurs ont alors cherché à optimiser la bande occupée par un recouvrement partiel des spectres des différentes sous-porteuses.

C'est en 1966, que les conditions d'orthogonalité entre les sous-porteuses ont été caractérisées par R. W. Chang, ingénieur au Bell Laboratories. Dès lors, le terme d'OFDM pour *Orthogonal Frequency Division Multiplex* [54, 55, 56, 57] fut employé et prit tout son sens comme étant l'idée maîtresse des systèmes à porteuses multiples. L'idée s'est

ensuite concrétisée en 1970 aux États-Unis par le dépôt du premier brevet de modem OFDM. L'obstacle majeur de cette technique restait sa complexité de mise en œuvre, la cantonnant aux seules applications militaires.

En 1971, S. B. Weinstein et P. M. Ebert montrent que les batteries de filtres en émission et en réception peuvent être remplacées par des processeurs de signaux générant en bande de base, par transformée de Fourier rapide (FFT pour Fast Fourier Transform), autant de signaux orthogonaux qu'il y a de sous-porteuses. Dès lors, la complexité de ces systèmes en fut diminuée. Pendant ce temps, les recherches sur les systèmes mono-porteuse se sont poursuivies et ont vu le développement de la théorie de l'égalisation.

À la fin de l'année 1987, alors que le projet Eurêka de radiodiffusion sonore numérique DAB (Digital Audio Broadcasting) pour *Digital Audio Broadcasting* était lancé, les systèmes OFDM n'étaient plus d'actualité. Ce projet nécessitait une modulation offrant une bonne résistance aux trajets multiples, une bonne efficacité spectrale et garantissant un faible TEB. Les solutions mono-porteuses avec égalisation ne permettaient pas d'atteindre les performances souhaitées.

Pour y remédier, D. Pommier, M. Alard et R. Lassale, ingénieurs au CCETT pour *Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et de Télécommunications* à Rennes, consacrèrent leurs efforts sur les modulations OFDM. Ils montrèrent ainsi que l'utilisation d'une modulation OFDM associée à un codage correcteur d'erreurs de type convolutif, permettait d'atteindre les performances souhaitées. De ce travail, la modulation COFDM, pour *Coded OFDM*, était née. Après une période de compétition longue et difficile au sein du projet Eurêka, l'ETSI retient l'OFDM comme modulation pour le standard DAB.

Depuis, la popularité de la technique OFDM n'a cessé de croître. En effet, cette modulation a été retenue pour la transmission de données par courant porteur [58], pour les technologies xDSL [59], la transmission de la télévision numérique terrestre [60], et a été aussi standardisée par le IEEE wireless LAN [61](802.11a et 802.11g [62]).

2.3.3.2 Principes des modulations à porteuses multiples

Les modulations à porteuses multiples sont basées sur l'émission simultanée des données utiles sur un ensemble de sous-porteuses modulées à bas débit [63]. Ainsi, le canal peut être considéré comme non sélectif vis-à-vis de chacune de ces sous-porteuses. Dès lors, le problème du brouillage inter-symbole peut être résolu par une augmentation de la durée des symboles dans le rapport du nombre de sous-canaux. Cependant, l'occupation spectrale du signal s ainsi modulé, doit être optimisée afin de définir un espacement minimal entre porteuses, tout en garantissant l'absence d'interférences entre porteuses. Ce critère conduit à choisir un espacement entre porteuses égal à $1/T_s$, T_s correspondant à la durée du symbole OFDM modulé. De la même façon, le choix des fonctions modulées repose sur l'utilisation d'une base de fonctions orthogonales, typiquement la fonction porte Π valant 1 sur $[0, T_s[$ et nulle autrement.

Le signal OFDM :

Les modulations à porteuses multiples ont pour principe de répartir des symboles complexes x_k sur N_p sous-porteuses. La largeur totale des sous-porteuses et le débit des symboles sont respectivement $1/T_d$ et $1/T_s$, avec $T_s = N_p T_d$. Les symboles complexes x_k sont issus d'un alphabet fini correspondant à une modulation donnée. L'expression du signal OFDM sur l'intervalle temporel $[0, T_s[$ peut s'exprimer comme :

$$s(t) = \frac{1}{\sqrt{N_p}} \sum_{k=0}^{N_p-1} \Re \{ x_k \Pi(t) e^{2i\pi f_k t} \} , \quad (2.3)$$

où f_k désigne la fréquence relative à chacune des sous-porteuses :

$$f_k = \frac{k}{T_s} . \quad (2.4)$$

En posant f_c la fréquence centrale du signal, s'exprimant donc par $N_p/2T_s$, on obtient pour expression de s :

$$s(t) = \Re \{ X(t) \Pi(t) e^{2i\pi f_c t} \} \quad (2.5)$$

$$s(t) = \Re \{ X(t) \Pi(t) \} \cos(2\pi f_c t) - \Im \{ X(t) \Pi(t) \} \sin(2\pi f_c t) , \quad (2.6)$$

où X désigne l'enveloppe complexe du signal modulé et s'écrit :

$$X(t) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi(k-N_p/2)\frac{t}{T_s}} . \quad (2.7)$$

Le spectre est alors compris dans l'intervalle $[-N_p/2T_s, N_p/2T_s[$. L'application du théorème de Shannon sur l'échantillonnage permet de construire le signal X par des échantillons délivrés à la fréquence N_p/T_s , soit donc :

$$X\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = \sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n \frac{k-N_p/2}{N_p}} \quad (2.8)$$

$$X\left(\frac{nT_s}{N_p}\right) = (-1)^n \underbrace{\sum_{k=0}^{N_p-1} \frac{x_k}{\sqrt{N_p}} e^{2i\pi n \frac{k}{N_p}}}_{\text{TFD}^{-1}} . \quad (2.9)$$

Les figures 2.24 et 2.25 illustrent les conditions d'orthogonalité inhérentes au signal OFDM. La figure 2.24 représente trois sous-porteuses dans le domaine temporel et la figure 2.25 le spectre de sept sous-porteuses dans le domaine fréquentiel.

L'expression 2.8 de X met en évidence la possibilité de générer l'enveloppe complexe du signal par l'application d'une Transformée de Fourier Discrète inverse (TFD^{-1}) sur le signal utile. Il est ainsi possible d'utiliser des processeurs de traitement de signaux pour réaliser cette modulation. Cela justifie en partie la présence de cette modulation

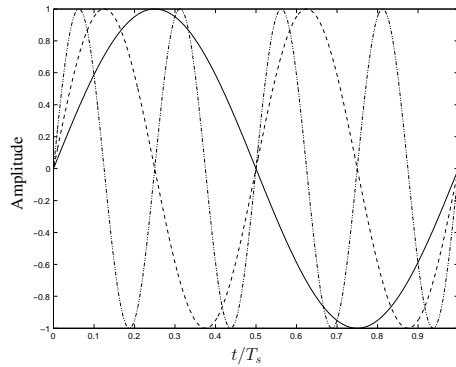


FIG. 2.24: Exemples de 3 sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM

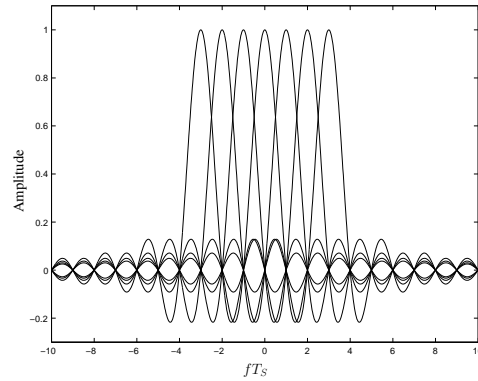


FIG. 2.25: Exemples de spectre de sous-porteuses OFDM

dans de nombreuses applications. La construction particulière du signal modulé par projection sur une base orthogonale de sous-porteuses conduit à une densité spectrale composée de la somme des N_p densités spectrales des sous-porteuses. Il en résulte une forme de densité spectrale, illustrée sur les figures 2.26 et 2.27, typique des signaux OFDM.

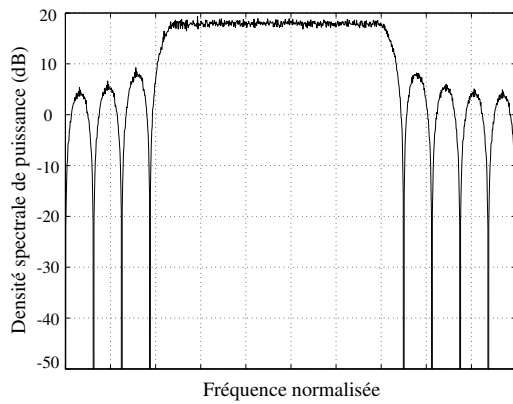


FIG. 2.26: Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal OFDM composé de 8 sous-porteuses.

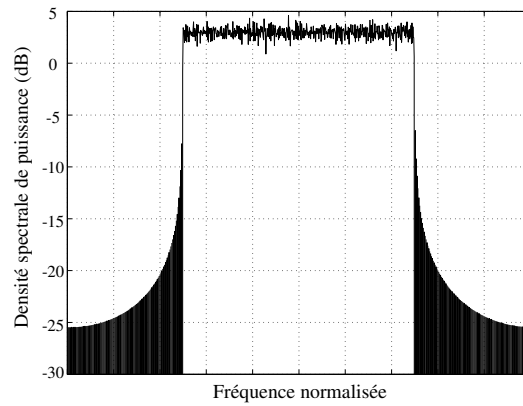


FIG. 2.27: Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal OFDM composé de 256 sous-porteuses.

En émission, la modulation OFDM peut être réalisée par une (TFD^{-1}) . En réception, l'opération inverse est possible [64]. En effet, la mise en œuvre d'une (TFD) permet la démodulation du signal OFDM. Les prochains paragraphes décrivent plus précisément 2 des éléments de la chaîne de communication utilisant une modulation à porteuses multiples.

L'insertion de l'intervalle de garde :

Les perturbations du canal de propagation induisent, entre autre, la perte d'orthogonalité entre les sous-porteuses et l'apparition d'interférences entre symboles, ou ISI pour *Inter Symbol Interference*, dues aux trajets multiples. Afin d'éliminer ces interférences, une solution simple consiste à accroître le nombre N_p de sous-porteuses pour augmenter la durée symbole T_s . Cependant cette technique se heurte à différentes contraintes. Le temps de cohérence du canal, *i.e* ou les contraintes technologiques, tel que le bruit de phase des oscillateurs, limitent l'emploi de cette technique. Une autre technique permet d'annuler ces ISI. En effet, l'ajout d'un intervalle de garde d'une durée T_g , supérieure ou égale à l'étalement τ_{max} de la réponse impulsionnelle du canal, précédant le symbole OFDM à émettre permet de supprimer ces interférences. Dès lors la partie utile T_s de chaque symbole OFDM ne sera plus affectée par les ISI. La durée totale T_{tot} du symbole OFDM se voit donc augmentée et devient égale à $T_g + T_s$. La mise en œuvre de cette technique conduit donc à une perte en efficacité spectrale η_g et en puissance \mathcal{L}_g . Ces pertes peuvent s'exprimer comme suit :

$$\eta_g = \frac{T_g}{T_s + T_g} \quad (2.10)$$

$$\mathcal{L}_g = 10 \log \left(\frac{T_s}{T_s + T_g} \right) . \quad (2.11)$$

En supposant que T_g soit égal à 25 % de T_s , la perte en efficacité spectrale est de 20 %. L'insertion de l'intervalle de garde, illustrée sur la figure 2.28, se fait au début du symbole OFDM et est une copie de la fin de ce même symbole. Cette solution permet de s'affranchir des termes d'ICI pour *Inter-Carrier Interference*. En effet, comme le montre la figure 2.29, le choix d'un intervalle de garde nul annulerait l'ISI. Néanmoins, en présence de trajets multiples, le nombre de périodes des répliques retardées de chacune des sous-porteuses contenues dans la partie utile T_s de chaque symbole OFDM n'est plus entier. Par conséquent, ce phénomène provoque un élargissement du spectre des sous-porteuses correspondantes et l'apparition d'ICI, induites par la perte d'orthogonalité entre ces sous-porteuses.

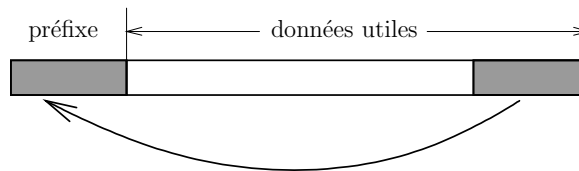


FIG. 2.28: Le préfixe cyclique

En réception, la suppression de l'intervalle de garde permet de restituer l'orthogonalité entre les sous-porteuses. De plus, comme l'intervalle de garde est la recopie des échantillons de fin de symbole OFDM, cet intervalle peut également être exploité en réception pour la synchronisation temporelle du signal OFDM [65].

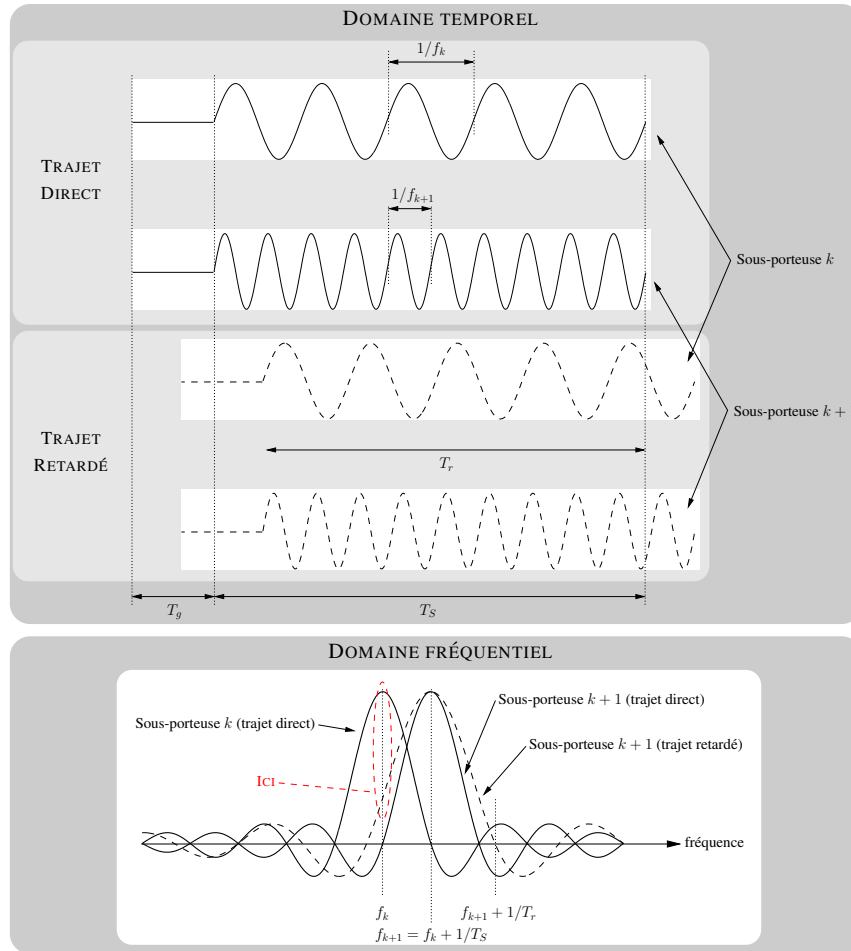


FIG. 2.29: Apparition d'ICI due à l'insertion d'un intervalle de garde nul

L'insertion de sous-porteuses de garde, ou « zero padding » :

Le filtrage de mise en forme étant rectangulaire ($g(t) = \Pi(t)$), le spectre du signal OFDM généré est à bande infinie. A l'émission, un filtrage plus ou moins sévère est donc nécessaire pour limiter l'occupation spectrale du signal OFDM. Or, ce filtrage introduit de l'ISI qui reste cependant plus faible que celle produite par les trajets multiples du canal de transmission. Afin de limiter cette interférence et obtenir exactement le spectre désiré, nous sommes amenés à éteindre certaines sous-porteuses dites de garde de chaque côté du spectre, ce procédé est appelé « zero padding ». Par exemple, pour la norme HOME-PLUG, la transformée de Fourier inverse est appliquée sur $N_p = 128$ points. Le nombre de sous-porteuses actives est égal à 84, ce qui conduit à 22 sous-porteuses éteintes sur chaque côté du spectre.

2.3.3.3 Applications et réalisations

De nombreux systèmes utilisent cette technique de modulations à porteuses multiples pour la couche physique de leurs systèmes. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer les réseaux locaux haut débit, tels que HIPERLAN/2 ou IEEE 802.11g [66]. Leurs débits atteignent 54 Mbit/s.

Le système européen de télédiffusion numérique DVB-T est un autre exemple d'application de la modulation à porteuses multiples. Ce système est basé sur la technique COFDM [57]. Ce système utilise une bande de fréquence de 8 MHz, et repose sur l'utilisation d'une Transformée de Fourier à 2048 ou 8192 points. Différentes modulations peuvent être choisies : MDP-4, MAQ-16, ou MAQ-64. Les débits utiles peuvent alors varier de 4.98 Mbit/s jusqu'à 31.67 Mbit/s.

L'émergence des techniques basées sur les modulations à porteuses multiples, que ce soit dans les réseaux locaux, dans la télévision numérique ou bien encore dans des applications sur courant porteur, ont conduit à de nombreux travaux [67, 33, 68, 69].

2.3.4 Présentation des techniques d'accès multiple

Pour pouvoir obtenir une utilisation efficace des ressources disponibles, les utilisateurs des systèmes de communications sont amenés à cohabiter. Le problème posé par cette cohabitation, appelée "accès multiple", consiste à organiser l'accès d'un nombre important d'utilisateurs à une ressource commune.

Il existe principalement trois techniques d'accès multiple, présentées sur la figure 2.30 :

- Accès Multiple par Répartition en Fréquence (AMRF ou FDMA pour Frequency Division Multiple Access)
- Accès Multiple par Répartition en Temps (AMRT ou TDMA pour Time Division Multiple Access)
- Accès Multiple par Répartition de Codes (AMRC ou CDMA pour Code Division Multiple Access)

En FDMA, la répartition est faite en découpant le spectre en canaux de largeur suffisante pour supporter le débit souhaité d'un utilisateur et en attribuant l'un de ces canaux à chaque utilisateur qui désire établir une communication. Les bandes peuvent être identiques ou différentes.

Pour le TDMA, on attribue aux utilisateurs de courts intervalles de temps, appelés fenêtres temporelles, pendant lesquels ils peuvent communiquer. Un utilisateur se voit affecter une ou plusieurs fenêtres temporelles pour la durée de la communication.

En ce qui concerne le CDMA, chaque usager dispose de son propre code, orthogonal avec les autres. Ainsi, l'inter corrélation est nulle quand les codes sont synchrones. L'utilisateur émet en permanence dans toute la bande en utilisant une technique d'étalement de spectre. Avec cette méthode, le nombre d'utilisateurs est fixé par les propriétés des codes d'étalement utilisés.

Le CDMA [70] constitue une alternative aux FDMA et TDMA permettant d'augmenter la capacité des systèmes.

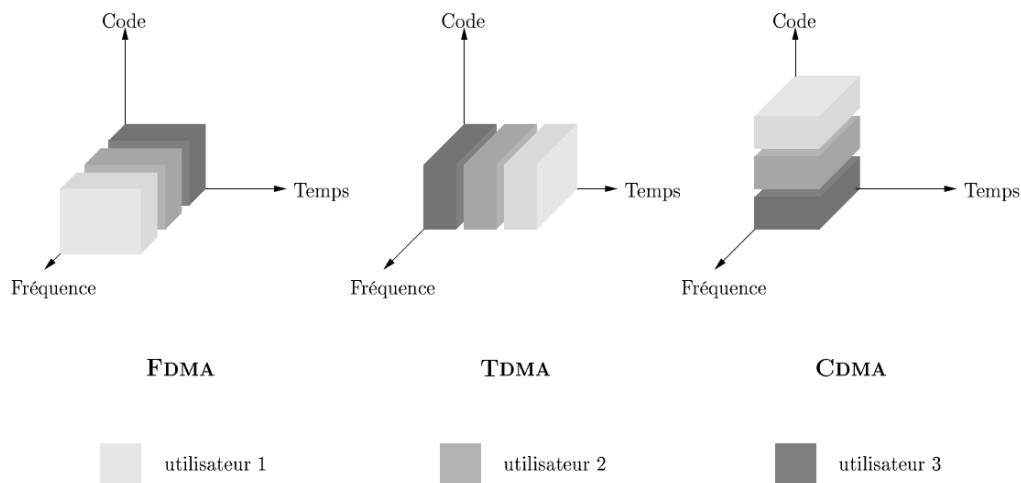


FIG. 2.30: Les trois principales techniques d'accès multiple

Par ailleurs, d'autres techniques d'accès existent, tels que le CSMA/CA **Carrier Multiple Access with Collision Avoidance** utilisé dans le standard Homeplug. Les protocoles CSMA sont bien connus de l'industrie, où le plus célèbre est Ethernet, qui est un protocole CSMA/CD (CD pour Collision Detection) [71].

Un protocole CSMA fonctionne de la façon suivante :

- Une station voulant émettre écoute le support de transmission. Si le support est occupé (une autre station est en train d'émettre), alors la station remet sa transmission à plus tard. Si le support est libre, la station est autorisée à transmettre.
- Ces types de protocoles sont très efficaces puisqu'ils autorisent les stations à émettre avec un minimum de délai, mais il arrive que des stations émettent en même temps (collision). Ceci est dû au fait que les stations écoutent le support, le repèrent libre, et finalement décident de transmettre, parfois en même temps qu'une autre exécutant cette même suite d'opérations. Ces collisions doivent être détectées, pour que la couche MAC puisse retransmettre le paquet sans avoir à repasser par les couches supérieures, ce qui engendrerait des délais significatifs.

2.3.5 Comparaison des techniques pour le CPL

2.3.5.1 Comparaison des systèmes DS-CDMA et OFDM

Une première comparaison a été effectuée dans [45]. La performance de ces systèmes est estimée en terme de TEB. Les comparaisons effectuées ici supposent un même débit global, la même occupation de bande et le même SNR. La bande de fréquence considérée ici s'étale de 1 à 21.480 MHz.

Dans le cas du DS-CDMA, les résultats montrent que l'on obtient un TEB plus faible lorsque l'on utilise un nombre de séquences d'étalement (SF, Spreading Factor) plus grand et que l'on découpe les données en utilisant un facteur d'étalement constant (on découpe donc l'information en plusieurs sous trames bas débit).

Dans le cas de l'OFDM, l'allocation dynamique de bits permet d'éviter la bande de fréquence la plus touchée par le bruit.

L'article [72] compare les deux techniques pour 64 sous-porteuses pour l'OFDM avec et sans bit loading, 64 séquences d'étalement à 160 kbit/s pour le CDMA dans un premier temps et 128 sous-porteuses pour l'OFDM et 128 codes d'étalement pour le CDMA pour la seconde étape. Dans les deux cas (64 puis 128), le TEB est plus faible lorsque l'on utilise l'OFDM avec bit-loading. Le CDMA reste cependant plus performant que l'OFDM classique.

OFDM	
<i>Avantages</i>	Efficacité spectrale Débit important atteignable Adaptation de modulation Robustesse vis-à-vis du bruit impulsif
<i>Inconvénients</i>	Estimation dynamique de la réponse du canal nécessaire Problème de bruit d'amplification (PAPR)
CDMA	
<i>Avantages</i>	Robustesse contre les interférences faible bande Faible densité spectrale de puissance (pas de problème de CEM) Accès multiple
<i>Inconvénients</i>	Sensible aux bruits impulsifs

TAB. 2.2: Comparaison de l'OFDM et du CDMA

Le tableau 2.2 récapitule les principaux avantages et inconvénients de ces deux méthodes de modulation.

Par ailleurs, nous pouvons mentionner que d'autres types de modulation pourraient être envisagés. Plusieurs propositions combinant les deux précédentes techniques sont à l'étude. Le système MC-CDMA (Multi Carrier CDMA) pourrait avoir des applications pour des systèmes PLC. Ce système offre la souplesse d'utilisation des sous-porteuses de l'OFDM et l'avantage de la gestion de ressources procurée par le CDMA.

Dans notre étude, nous nous focaliserons principalement sur l'OFDM pour pouvoir tenir les débits de transmission.

2.3.5.2 Les forums CPL

Aujourd'hui encore, aucune norme n'a été clairement définie par les instances de régulation. Par ailleurs, il existe déjà des standards ayant fait des choix sur les éléments de l'architecture.

Les principaux standards présents sur le marché concernent la norme **Homeplug 1.0** [27], OPERA (Open PLC European Research Alliance) et le successeur du Homeplug 1.0 le **Homeplug AV** [28].

Dans la suite du document, nous allons nous intéresser principalement au premier standard, le Homeplug.

2.3.5.3 Norme HOMEPLUG

Homeplug Powerline Alliance est une association industrielle formée en 2000. Le premier standard **Homeplug 1.0** a été adopté en juin 2001. Ce standard est prévu exclusivement pour les réseaux *indoor*. Il est déjà présent sur le marché de la domotique et les produits sont commercialisés. Cette norme est issue d'un consortium multi constructeurs international qui comprend plus d'une vingtaine du secteur PLC. A titre d'exemple, la figure 2.31 présente ce à quoi devrait ressembler la DSP du signal injecté sur les lignes électriques si l'on prenait soin d'atténuer les fréquences utilisées par les radioamateurs (cas pour le Homeplug Av).

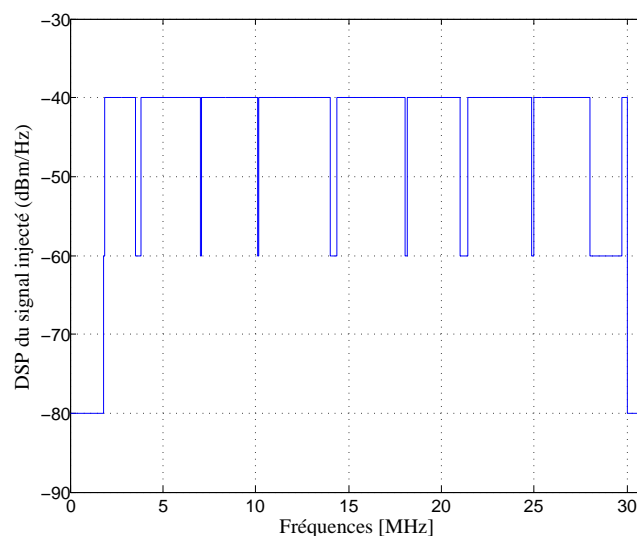


FIG. 2.31: Masque de puissance du standard Homeplug avec prise en compte des fréquences des radioamateurs

Couche physique :

Plusieurs choix ont été effectués pour la conception de la couche physique. Ce standard utilise la modulation OFDM, qui emploie 84 sous-porteuses utiles (FFT de 128 porteuses), avec une bande de fréquence comprise entre 4.5 MHz et 21 MHz [67]. Le débit maximum obtenu est 13.78 Mbit/s au niveau de la couche physique avec des débits réels moyens de 5 à 7 Mbit/s [73].

Un intervalle de garde de $3.28\mu\text{s}$ et des modulations différentielles (DBPSK, DQPSK) permettent d'éliminer le recours à une égalisation trop complexe.

Les bruits impulsifs sont contournés par l'utilisation de codes correcteurs d'erreur (Viterbi, Reed Solomon) combinée avec de l'entrelacement.

Comme signalé dans le chapitre 1, le successeur de l'Homeplug 1.0 est l'**Homeplug Av**. Ce standard étend sa bande de fréquence qui est comprise entre 1.8 MHz et 30 MHz.

Le tableau 2.3 résume les différentes caractéristiques de ces 2 standards.

	Homeplug 1.0	Homeplug AV
ENVIRONNEMENT	Indoor	Indoor
APPLICATIONS	données, audio	HDTV
DÉBIT CIBLÉ	14 Mbit/s	> 100 Mbit/s
BANDE DE FRÉQUENCE	4.5 - 21 MHz	1.8 - 30 MHz
MODULATION	OFDM 84 porteuses	OFDM 917 porteuses
CONSTELLATION MAXIMALE	QPSK	1024 QAM
NOMBRE DE BITS PAR SYMBOLE	0 ou 2 bits	de 0 à 10 bits
DURÉE SYMBOLE OFDM	$8\mu\text{s}$	$40.96\mu\text{s}$
FEC	convolutif, turbocodes produits	turbocodes
ACCÈS	CSMA/CA	CSMA/CA, TDMA

TAB. 2.3: Comparaison des spécifications entre Homeplug 1.0 et Homeplug AV

Couche protocolaire :

La figure 2.32 présente et détaille l'ensemble de la structure d'une trame Homeplug.

Si ces mécanismes de détection de collision sont bons sur certains réseaux locaux câblés, ils ne peuvent pas être utilisés dans un environnement difficile, pour deux raisons principales :

- Implémenter un mécanisme de détection de collision demanderait l'implémentation d'une liaison full duplex, capable de transmettre et de recevoir immédiatement, une approche qui en augmenterait significativement le prix.
- Dans un environnement difficile, on ne peut être sûr que toutes les stations s'entendent entre elles (ce qui est l'hypothèse de base du principe de détection de collision), et le fait que la station voulant transmettre teste si le support est libre, ne veut pas forcément dire que le support est libre autour du récepteur.

Pour combler ces problèmes, le POWERPACKET dérivé du 802.11 utilise le mécanisme d'esquive de collision (Collision Avoidance), ainsi que le principe d'accusé de réception (Positif Acknowledge), de la façon suivante. Une station voulant transmettre écoute le support, et s'il est occupé, la transmission est différée.

Si le support est libre pour un temps spécifique (appelé DIFS, Distributed Inter Frame Space, dans le standard), alors la station est autorisée à transmettre. La station réceptrice va vérifier le CRC du paquet reçu et renvoie un accusé de réception (ACK). La réception

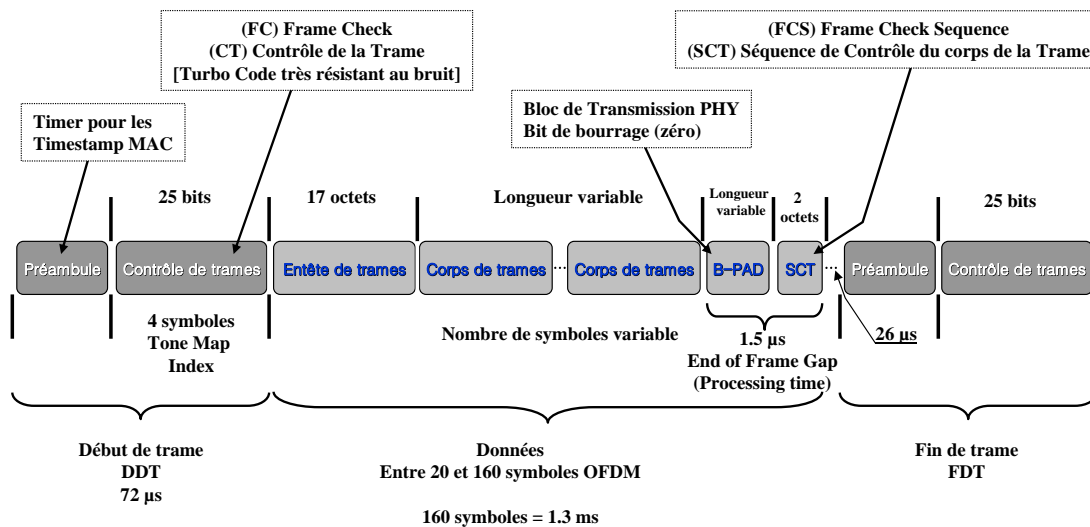


FIG. 2.32: Format long de trame Homeplug

de l'ACK indiquera à l'émetteur qu'aucune collision n'a eu lieu. Si l'émetteur ne reçoit pas l'accusé de réception, alors il retransmet le fragment jusqu'à ce qu'il l'obtienne ou abandonne au bout d'un certain nombre de retransmissions.

Les trames PowerPacket emploient les deux mécanismes d'accès le sens virtuel des porteuses et le sens physique des porteuses pour déterminer si une autre station transmet. Les méthodes d'accès du PowerPacket sont établies à partir de celles du 802.11.

Inter Frame Space (espace entre deux trames)

Le standard définit 4 types d'espace entre deux trames. Ces espaces temporels sont utilisés principalement pour éviter les collisions et synchroniser les différentes stations.

Dans la suite du document, nous nous intéresserons spécifiquement à la partie couche physique du format Homeplug 1.0 pour l'ensemble des simulations mais aussi pour la partie mesures et tests sur véhicule.

2.4 Aptitude des CPL vis-à-vis des protocoles

Après ces études bibliographiques et techniques nous pouvons dégager les protocoles de communications qui possèdent des aptitudes favorables aux applications courant porteur. Dans cette partie, nous donnons les critères de sélection et les paramètres qui ont été pris en compte pour confirmer les choix des protocoles.

2.4.1 Classement en fonction de la fiabilité et du débit

La figure 2.33 présente le classement des protocoles en fonction du débit et du type de bus.

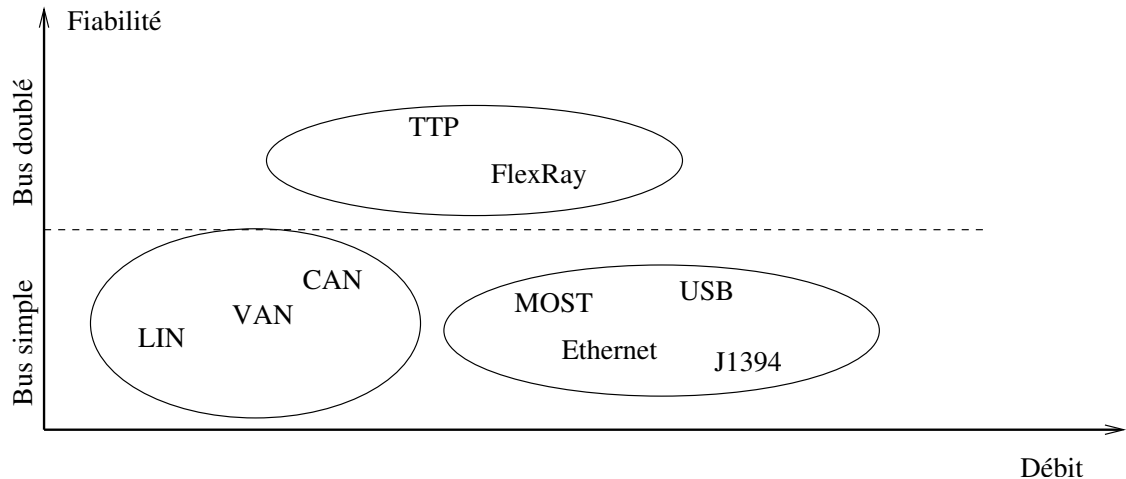


FIG. 2.33: Classement des différents protocoles

Comme nous souhaitons travailler en haut débit et dans le domaine embarqué, 2 principaux protocoles ressortent le CAN et le FLEXRAY. C'est sur ces 2 formats de transmission que nous allons tenter d'adapter au CPL.

2.4.2 Adaptation vis-à-vis du CAN

Le CAN est l'un des protocoles les plus utilisés dans le monde automobile. Il est simple d'utilisation et propose des débits faibles voir moyens. Mais le CAN pose un certain nombre de problèmes lorsqu'il s'agit de modifier sa couche physique.

En effet, le bus CAN assure la contention, l'arbitrage et l'acquittement bit à bit et si nous ne sommes pas en mesure de reproduire les propriétés du bus, afin que les changements sur la couche physique soient transparents au contrôleur de protocole, nous risquons d'obtenir des répétitions de trames et les compteurs d'erreurs stopperont les communications.

2.4.2.1 Les principales difficultés

Pour l'adaptation du protocole CPL, un certain nombre de difficultés apparaissent. Sur l'aspect protocolaire, le CAN emploie le CSMA/CR et nécessite alors une gestion des collisions au niveau de la transmission CPL. Pour satisfaire le fonctionnement du CAN, il faut que la durée du symbole binaire soit respectée.

Le protocole CAN doit aussi pouvoir réaliser un acquittement et oblige une réception de ce bit d'acquittement durant l'émission.

2.4.2.2 Solutions envisageables

Pour résoudre le problème d'acquittement dans la trame et de relecture du bus, une des solutions serait de pouvoir modifier la couche liaison (couche 2), quant à la durée des symboles binaire, elle s'allongera avec les temps de traverser de l'électronique et aura pour seule conséquence de réduire le débit. Mais cette solution semble peu viable, car une modification de la couche 2 peut se révéler complexe et coûteuse, car les composants CAN existent et doivent pouvoir être réutilisés.

D'après les travaux de Jonathan Gabon, une 2^e solution peut être envisagée. Par exemple, nous pourrions employer le multiplexage fréquentiel. Par cet intermédiaire, nous pouvons gérer un réseau global.

La bande de fréquence allouée pour le modem courant porteur peut être découpée en sous-bandes, où chaque sous-bande servirait à un réseau CAN (figure 2.34).

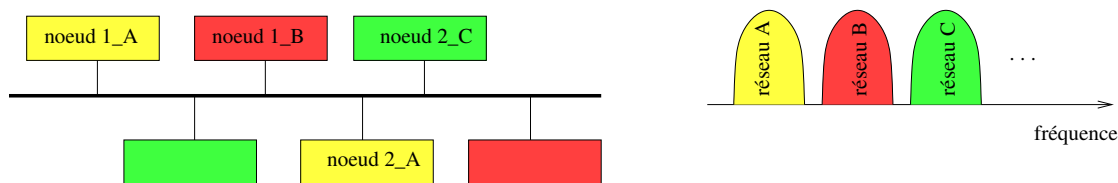


FIG. 2.34: Multiplexage fréquentiel

Par ailleurs le multiplexage fréquentiel associé à une technique maître/esclave permettrait d'éviter la détection de collisions. Un modem dit maître allouerait une bande de fréquence à 1 nœud et une autre bande au second nœud. Lorsque l'un nœud souhaiterait communiquer à un autre nœud travaillant dans une autre bande de fréquence, il émettrait une trame au maître pour demander accès au réseau et si celui-ci est libre, le maître lui donnerait un jeton et pourrait ainsi transmettre les informations à l'autre nœud par l'intermédiaire de celui-ci. Cette solution nécessite l'utilisation d'un modem maître rapide puisqu'il doit être capable d'écouter le réseau de chacun des nœuds et retransmettre les informations d'un nœud à un autre.

Une 3^e solution serait d'utiliser les modems CPL actuels et ainsi encapsuler les trames CAN dans une trame IP. Cette solution est présentée dans le chapitre 4.

2.4.3 Adaptation vis-à-vis du FLEXRAY

Le FLEXRAY est le protocole émergent dans le domaine automobile. Actuellement, ses débits élevés lui permettent d'être utilisé dans de nombreuses applications. Il apparaît comme principal candidat au Backbone des réseaux embarqués dans l'automobile. Nous pensons de plus, que de part son aspect déterministe, il sera un très bon candidat aux applications CPL.

2.4.3.1 Les difficultés

Ici, il est difficile de les cerner, car nous n'avons pas pu obtenir les spécifications complètes de la norme. Mais nous pouvons tout de même énoncer certains points :

- Les temps inter-trames sont relativement courts par rapport aux performances actuelles des composants, ils sont de l'ordre de 1 à 4 μs .
- Le FLEXRAY demande une bonne qualité de transmission, puisque les trames transmises doivent être considérées sans aucune erreur (seul un CRC de 15 bits sur une trame de plus de 254 octets avec une distance de Hamming de 6).

Lors d'erreurs de transmissions de trames, le FLEXRAY ne prévoit pas de retransmission. Ceci implique qu'il faut s'assurer que la transmission s'est réalisée sans erreur, impliquant l'emploi de modulations robustes vis-à-vis des interférences liées au canal.

2.4.3.2 Solutions envisageables

La 1^{re} solution serait d'employer le jeu de la transparence. Cette technique revient à poser une interface de telle sorte que les modifications de la couche physique soient transparentes vis-à-vis du contrôleur de protocole. En d'autre terme, cela impliquerait d'utiliser un modem suffisamment rapide pour transmettre les informations au fur et à mesure qu'elles arrivent puisque le protocole FLEXRAY ne nécessite pas d'acquittement et transmet les données par trames.

Si nous souhaitons réaliser un multiplexage du réseau FLEXRAY, plusieurs cas de figures sont possibles :

Mux Temporel : Cette solution pourrait s'appliquer à différents nœuds physiquement les uns des autres. Les sorties de N nœuds seraient multiplexées pour obtenir un lien ayant un débit N fois supérieur. La trame ainsi constituée pourra être transmise sur le support CPL (figure 2.35).

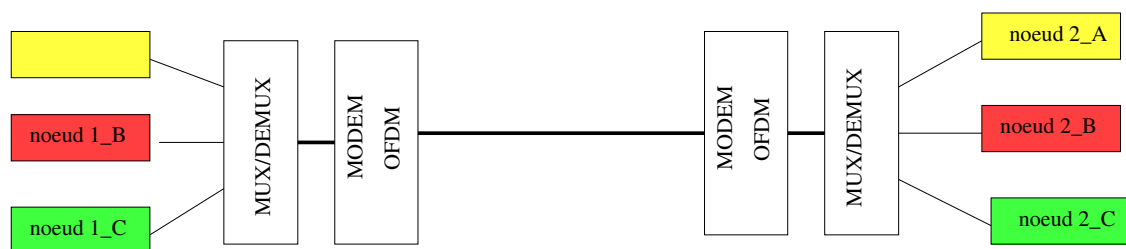


FIG. 2.35: Multiplexage temporel

Mux Fréquentiel : Même principe que le multiplexage présenté précédemment dans le cas du protocole CAN (figure 2.34).

2.5 Conclusion

Dans cette partie, nous avons présenté les caractéristiques du canal de propagation mais également les modulations pouvant être candidates pour la transmission CPL.

Nous pouvons déjà avancer que l'emploi de l'étalement de spectre seul sera insuffisant pour tenir les débits souhaités mais aussi cela nécessiterait d'employer un estimateur et un égaliseur de canal complexe sachant que le support de transmission est sélectif en fréquence. De plus, sa caractéristique varie s'il est en présence ou non de bifurcations. Lorsque nous nous plaçons en présence d'un canal dit direct, celui-ci peut être considéré plat et ne nécessiterait pas d'estimation très fréquente. Par contre, en présence de bifurcations, il devient très variant et oblige d'émettre des trames pilotes plus rapprochées dans le temps en raison de la variabilité des coefficients de corrélation.

C'est pourquoi, notre étude se focalisera essentiellement sur les modulations multi-porteuses (OFDM) de manière à profiter de ses avantages décrits dans ce chapitre.

Sommaire

3.1	Introduction	68
3.2	Simulation du standard Homeplug	68
3.3	Description de la chaîne de simulation	68
3.3.1	Configuration de la chaîne multi-porteuses	68
3.3.2	Estimation et égalisation de canal	70
3.3.3	Codage de canal	73
3.3.4	Canal de transmission	75
3.4	Premiers résultats sur canal automobile	78
3.4.1	Description de l'entrelacement	78
3.4.2	Simulations sur canal direct	79
3.4.2.1	Première configuration : effet de l'entrelacement . .	80
3.4.2.2	Deuxième configuration : effets liés aux variations de canal	82
3.5	Première optimisation du débit et TEB par amélioration du co- dage	84
3.5.1	Implantation et description du codage en bloc	84
3.5.2	Détails des résultats	85
3.6	Test de la modulation différentielle	88
3.6.1	Validation de l'emploi de modulation différentielle sans esti- mation de canal - canal direct -	88
3.6.1.1	Présentation de la modulation DQPSK	88
3.6.1.2	Simulation de la modulation DQPSK sur canal direct	89
3.6.2	Simulation de la modulation DQPSK sur canal indirect	92
3.6.2.1	Etude du couple DQPSK/taille de la FFT	92
3.6.3	Test avec égalisation ZF	94
3.6.3.1	Test avec une modulation QPSK	94
3.6.3.2	Test avec une modulation DQPSK	95
3.7	Synthèse	98
3.8	Conclusion	99

3.1 Introduction

Afin de valider le concept multi-porteuses, une chaîne de transmission OFDM a été développée. Pour l'ensemble des simulations, le canal de transmission implanté correspond à un ensemble de mesures réalisé sur véhicule.

En lien avec les travaux effectués [37], les mesures de fonction de transfert ont montré que le canal est très susceptible aux variations de charges (état des éléments). Ces variations entraînent alors des évanouissements sélectifs en fréquence. Par ailleurs, deux configurations de faisceaux ont été présentées dans le chapitre 2 : ligne directe et ligne indirecte. Le modem doit pouvoir fonctionner dans tous les cas. Aussi, les modulations OFDM semblent-elles plus appropriées pour les CPL embarqués. C'est cette technique que nous avons étudiée tant du point de vue simulation que du point de vue mesures, en adaptant des modems HomePlug au CPL sur véhicule.

Les simulations ont été développées par l'intermédiaire de l'outil Simulink® de Matlab [74].

3.2 Simulation du standard Homeplug

Concernant les simulations, le standard Homeplug [27] a été la brique de départ. Ce standard exploite la bande [0-20 MHz] avec des niveaux d'émission de -50dBm/Hz sur les fréquences autorisées et -80dBm/Hz dans les fréquences des radioamateurs. L'OFDM est employée comme technique de transmission.

Le partage du médium est géré par le biais d'une version modifiée du protocole CSMA-CD (*carrier sense multiple access - collision avoidance (CSMA-CA)*). Il est noté que toute la partie protocolaire du standard sera ignorée pour l'ensemble des simulations.

Enfin, rajoutons que la correction des erreurs est réalisée grâce aux techniques de codage de canal (convolutif, Reed-Solomon, turbo), combinées à de l'entrelacement.

3.3 Description de la chaîne de simulation

3.3.1 Configuration de la chaîne multi-porteuses

Plusieurs voies ont été explorées pour obtenir la meilleure configuration des paramètres.

Pour l'ensemble des simulations, la chaîne développée se compose d'un émetteur et d'un récepteur. Ils utilisent une modulation OFDM de 128 sous-porteuses associée à un codage de canal. Pour le récepteur, un estimateur et un égaliseur de canal sont implantés. La chaîne de transmission sera décrite par bloc. La figure 3.1 détaille les différentes parties importantes présentes sur la chaîne de communication.

Nous avons choisi de transmettre la trame sur une bande de fréquence de 20MHz comme dans la norme Homeplug. Par ailleurs, nous utilisons seulement un mapping de type QPSK pour la conversion bit à symbole et non un ensemble de modulation suivant l'état du canal.

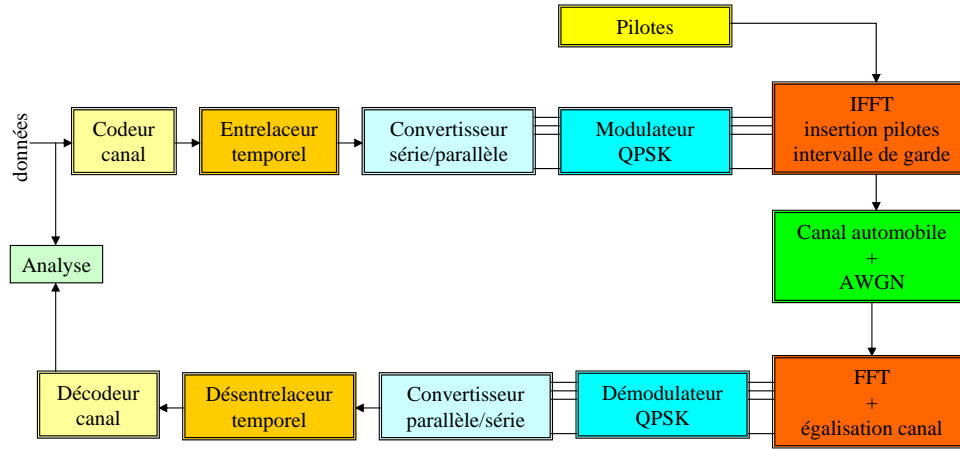


FIG. 3.1: Synoptique de la chaîne de communication

Pour pouvoir caractériser les différents paramètres de la chaîne, tels que la durée du préfixe cyclique ou bien le nombre de sous-porteuses et leurs espacements, nous avons étudié les caractéristiques du canal de transmission. Le tableau 3.1 détaille les paramètres physiques principaux, influents et nécessaires aux différents choix des organes de la chaîne de transmission, tels la bande de cohérence et l'étalement des retards. Les notions de lignes directes et indirectes ont été présentées dans le chapitre 2.

Paramètres	Directe	Indirecte
Bande de cohérence	1 MHz	345 kHz
Etalement des retards max	240ns	360ns

TAB. 3.1: Caractéristiques physiques du canal

Dans un premier temps, l'ensemble des simulations sera essentiellement effectué sur canal direct. A la vue des caractéristiques du canal en configuration directe, nous avons choisi un préfixe cyclique de $1\mu s$ pour annuler le retard maximal du canal et une durée de symbole total OFDM de $13\mu s$. Nous avons choisi un espacement inter-porteuses de 150 kHz pour être sûr que le canal soit considéré stable entre deux sous-porteuses, sachant que sa bande de cohérence dans le cas d'une transmission directe est de 1 MHz. A titre récapitulatif, les caractéristiques principales sont données dans le tableau 3.2.

Le débit binaire précisé dans le tableau 3.2 correspond au débit à l'entrée du canal sans prise en compte de la redondance et est obtenu selon l'équation 3.1 :

$$D = N_{por} \cdot N_{bit/port} \cdot \frac{1}{T_s} \quad (3.1)$$

avec

- N_{por} = nombre de sous-porteuses
- $N_{bit/port}$ = nombre de bits par sous-porteuse
- $\frac{1}{T_s}$ = durée utile du symbole OFDM

Par ailleurs, le débit réel utile prend en compte le codage de canal et d'autres facteurs de réduction. Celui-ci se calcule selon l'équation 3.2.

$$D_u = D \cdot R_{rs} \cdot R_{cc} \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_g}{T_s}} \cdot R_{pilot} \quad (3.2)$$

avec

- R_{rs} = rendement codeur Reed Solomon
- R_{cc} = rendement codeur convolutif
- R_{pilot} = facteur de réduction du débit dû aux sous-porteuses pilotes
- T_g = durée de l'intervalle de garde
- T_s = durée utile du symbole OFDM
- D = débit binaire

Paramètres	Dimensions
Dimension de la FFT	128
Nombre de sous-porteuses	84
Durée totale du symbole (OFDM + préfixe)	14.12 μ s
Intervalle de garde	1 μ s
Largeur de bande globale	20 MHz
Modulation des porteuses	QPSK / DQPSK
Egalisation	Zero Forcing
Nombre de pilotes	84
Débit binaire	10.5 Mbit/s
Codage	Convolutif/Bloc

TAB. 3.2: Paramètres de la chaîne

3.3.2 Estimation et égalisation de canal

Même si le canal en direct est relativement stable, nous avons souhaité intégrer une estimation et une égalisation de canal lors des tests d'une modulation QPSK qui ne sera pas le cas d'une modulation DQPSK. Par ailleurs, lorsque nous serons en présence d'un

canal indirect, l'utilisation de l'égalisation sera inévitable. Dans un premier temps, nous allons nous intéresser au principe d'insertion des trames de pilotes pour réaliser en réception l'égalisation du canal décrit en figure 3.2.

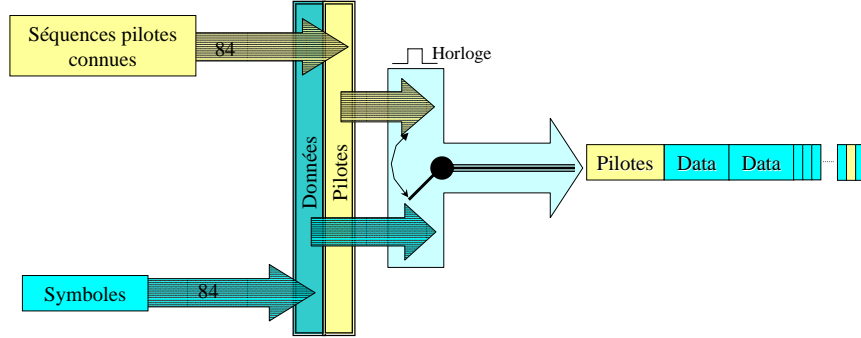


FIG. 3.2: Synoptique de l'insertion des pilotes

Dans notre étude, le symbole pilote a la même dimension que le symbole OFDM utilisateur. Nous émettons au démarrage un symbole de pilotes pour estimer le canal, ensuite le séquenceur transmet seulement des symboles de données. Au bout de 84 symboles OFDM émis, une séquence de pilotes est transmise.

La trame transmise est constituée par :

- 1 symbole pilote
- 84 symboles utilisateurs

Un tel système d'estimation ne permet pas de compenser l'effet du canal de manière optimale. Par exemple si le canal varie rapidement dans le temps, il serait nécessaire d'émettre un symbole pilote tous les 2 symboles OFDM ce qui imputerait sur le débit.

Concernant le bloc d'estimation et d'égalisation du canal, le choix s'est porté sur la technique "forçage à zéro" (ZF) [56] [75]. Comme nous travaillons en mono utilisateur, les différentes techniques d'égalisation sont équivalentes. Par contre si nous étions dans un cas multi-utilisateur, il aurait été intéressant de comparer les performances des différentes techniques.

Son fonctionnement est décrit par la figure 3.3.

Cette technique de combinaison linéaire est l'application de l'égalisation par filtrage inverse. En l'absence de bruit, l'égaliseur compense parfaitement la réponse du canal et le coefficient d'égalisation est donné par :

$$g_k = \frac{1}{h_k} \quad (3.3)$$

avec $h_k \neq 0$

Toutefois, en considérant chaque sous-porteuse à part, on est face à des phénomènes d'atténuation d'amplitude et de rotation de phase. En supposant que la bande de cohérence du canal entier est largement supérieure à l'espacement entre les sous-porteuses,

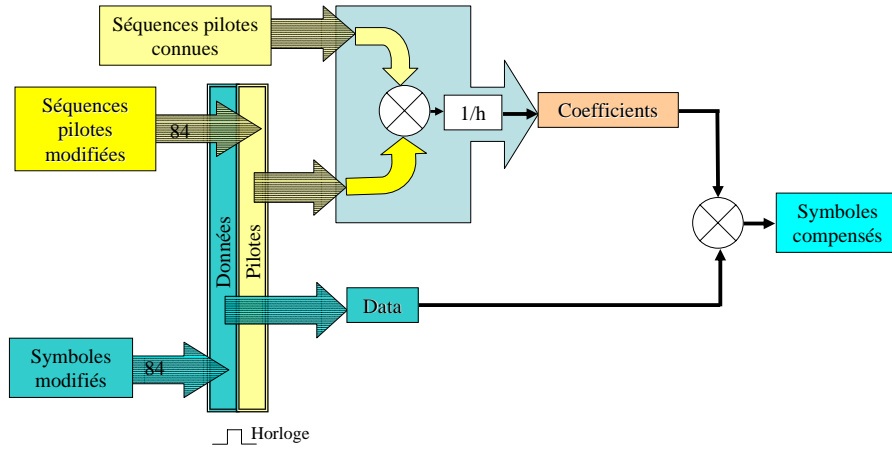


FIG. 3.3: Synoptique de l'estimation et égalisation de canal

les fonctions de transfert (h_k) peuvent être considérées constantes à l'intérieur de chaque sous-bande. Le problème d'égalisation sera donc réduit à une simple multiplication du signal reçu par un coefficient g_k . L'égalisation prend alors la forme d'un banc de multiplieurs complexes à la sortie de la FFT de réception. On parle dans ce cas d'égalisation locale, du fait que chaque sous-porteuse a son propre égaliseur. Le signal égalisé est donné par :

$$\hat{r}_i = r_i \cdot g_i \quad (3.4)$$

avec $i=[0..84]$

Le choix évident de g_i est l'inverse de la valeur de la fonction de transfert H_ω dans la bande de fréquences de la $i^{\text{ième}}$ porteuse que l'on suppose constante et on le note par H_i . On écrit alors :

$$g = \frac{1}{H_i} \quad (3.5)$$

3.3.3 Codage de canal

Pour corriger les erreurs provoquées par le canal, nous avons implanté un codage de canal. Le principe de base du codage de canal consiste à remplacer le message à transmettre par un message plus long qui contient de la redondance. Sans redondance, chaque donnée du message est indispensable à la compréhension du message entier. Toute erreur dans une partie du message est donc susceptible de changer la signification du message. L'objectif de la redondance est de faire en sorte que les erreurs ne compromettent pas la compréhension globale du message.

Du fait de l'adjonction d'une redondance, le message effectivement transmis est plus long. Un code se caractérise par son rendement R . Si le codeur génère n bits de k bits d'information, le rendement vaut :

$$R = \frac{k}{n} \quad (3.6)$$

la correction d'erreur employée dans un premier temps sera de type convolutif.

Un code convolutif binaire est un système à mémoire finie qui génère n bits chaque fois que l'on présente k bits d'information à son entrée. Toutefois, contrairement aux codes en blocs, les n bits de sortie ne dépendent pas seulement du bloc de k bits à l'entrée du codeur, mais aussi des m blocs précédents. Les codes convolutifs introduisent donc un effet mémoire d'ordre m .

La longueur de contrainte (paramètre K) est le nombre d'instants d'échantillonnage pendant lequel un bit du message participe à l'élaboration du mot de code (la sortie). Ce paramètre est égal à $K=M+1$.

La probabilité d'erreur P_e en sortie du décodeur peut être obtenue en considérant que seulement la séquence $00 \dots 00$ a été bien émise puisque nous considérons les codes convolutifs étant linéaires. Cela simplifie considérablement le calcul des performances, sinon on serait amené à considérer l'émission de toutes les séquences possibles, à calculer la probabilité d'erreur conditionnelle à l'émission d'une séquence et à moyenner ensuite cette probabilité sur toutes les séquences.

Pour calculer la probabilité d'erreur P_e en sortie d'un décodeur de Viterbi, il faut d'abord calculer la probabilité d'un événement d'erreur qui consiste à choisir un segment incorrect comme survivant, au lieu du segment correct émis. On suppose que le segment incorrect est de durée finie (sinon, le code serait catastrophique), c'est-à-dire qu'il diverge de la séquence émise à un instant $t = n$ et qu'il reconverge à un instant ultérieur $t = n + m$, où m est un entier fini. Sans en donner les détails de calcul, nous allons donner ici une approximation à la probabilité d'erreur P_e , valable à des grands rapports S/B . Pour un canal gaussien, nous avons :

$$P_e \approx \frac{A}{2} \cdot \exp\left[-d_{min} \cdot R \cdot \frac{E_b}{N_0}\right] \quad (3.7)$$

où A est une constante dépendant du code, d_{min} la distance de Hamming minimale et R désigne le rendement du code. L'expression 3.7 met bien en évidence l'importance de la distance minimale d_{min} (que l'on appelle aussi *distance libre*) dans les performances des codes convolutifs. L'optimisation du codage consiste à chercher les codes avec la distance d_{min} la plus grande possible pour un rendement R et une longueur de contrainte k donnés. Les meilleurs codes sont donnés sous forme de tables dans la majorité des livres sur le sujet. Nous nous contenterons de donner ici les meilleurs codes convolutifs de rendement $R = 1/2$ et d'une longueur de contrainte comprise entre 3 et 10 (tableau 3.3).

Pour les simulations, nous avons choisi un code convolutif de rendement $1/2$. Sa longueur de contrainte vaut 7, le polynôme choisi vaut $\{133.[1011011], 171.[1111001]\}$ et de distance minimale de 10. La profondeur du treillis du décodeur est de 34. L'algorithme utilisé est de type Viterbi. La décision se fait de manière dure.

Longueur de contrainte	Polynômes générateurs (en octal)		Distance minimale
3	5	7	5
4	15	17	6
5	23	35	7
6	53	75	8
7	133	171	10
8	247	371	10
9	561	753	12
10	1167	1545	12

TAB. 3.3: Meilleurs codes convolutifs de rendement $R = 1/2$ et de longueur de contrainte comprise entre 3 et 10.

3.3.4 Canal de transmission

Dans un premier temps, nous avons testé la chaîne de transmission pour valider le fonctionnement et puis connaître ses performances dans le cas d'un canal AWGN. La figure 3.4 représente les tests de simulations validant le fonctionnement de la chaîne de communication QPSK. Un premier test a permis de valider la modulation OFDM et le second en présence du codage convolutif de rapport 1/2 décrit précédemment.

Après la validation de la chaîne de simulation, nous avons implanté le canal automobile. Ce canal est le résultat de mesures de S21 réalisées sur véhicule. Pour pouvoir exploiter ces mesures, nous l'avons symbolisé comme un filtre atténuateur. Pour cela, nous l'avons caractérisé en calculant les coefficients du filtre de structure IIR du filtre. Son fonctionnement est équivalent à l'équation 3.8 :

$$H(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{b_1 + b_2 \cdot z^{-1} + \dots + b_{n+1} \cdot z^{-n}}{a_1 + a_2 \cdot z^{-1} + \dots + a_{m+1} \cdot z^{-m}} \quad (3.8)$$

où a et b sont respectivement les coefficients du dénominateur et numérateur du filtre équivalent.

Il est noté que l'ordre du filtre doit être suffisamment grand (de l'ordre de 50) pour valider la correspondance entre la mesure et le filtre obtenu.

La figure 3.5 correspond à la réponse d'une mesure de fonction de transfert. La figure 3.6 détaille le résultat de la caractérisation de la fonction de transfert sous forme de filtre. Nous remarquons que l'allure générale de la réponse du filtre correspond à la réponse de la fonction de transfert mesurée.

Le canal est modélisé par le bruit additif AWGN et le filtre IIR représentant le canal automobile, présenté en figure 3.7.

De manière à rendre le canal de transmission plus réaliste, nous avons intégré plusieurs filtres IIR résultant de plusieurs mesures entre deux mêmes points à des instants différents. Cette technique permet de rendre le canal dynamique. Pour cela, nous avons

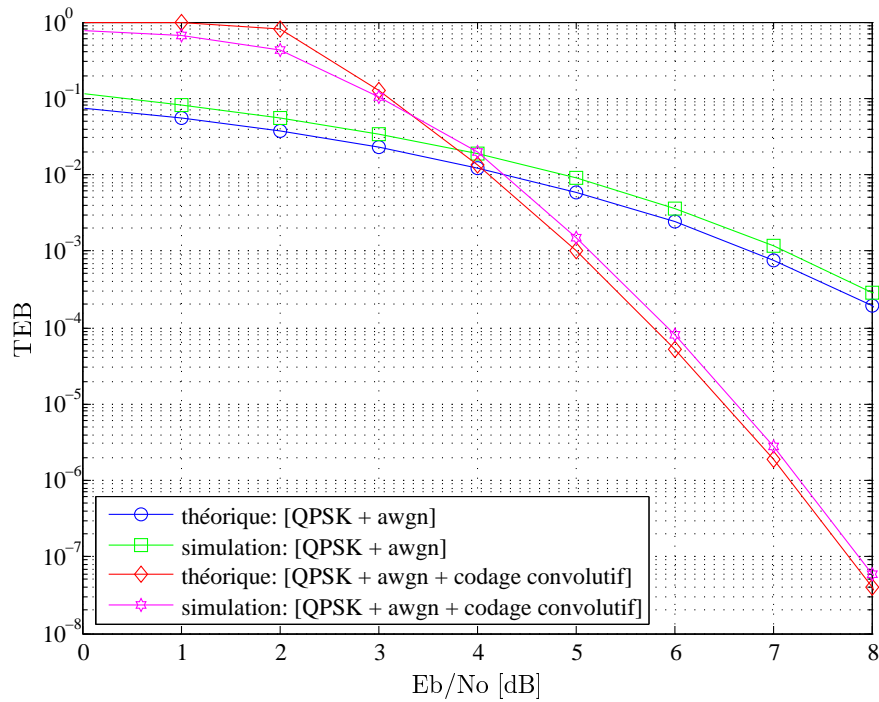


FIG. 3.4: Résultats de validation de la simulation

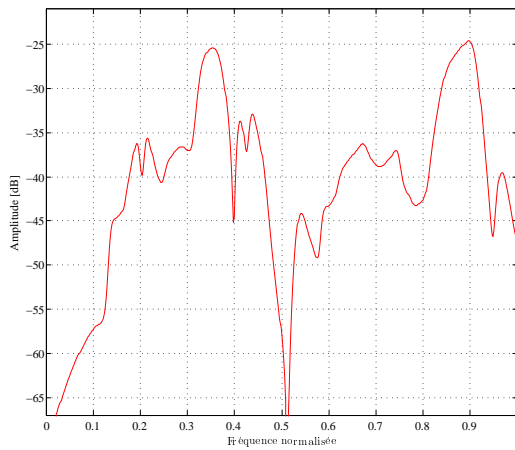


FIG. 3.5: Fonction de transfert de faisceau mesurée

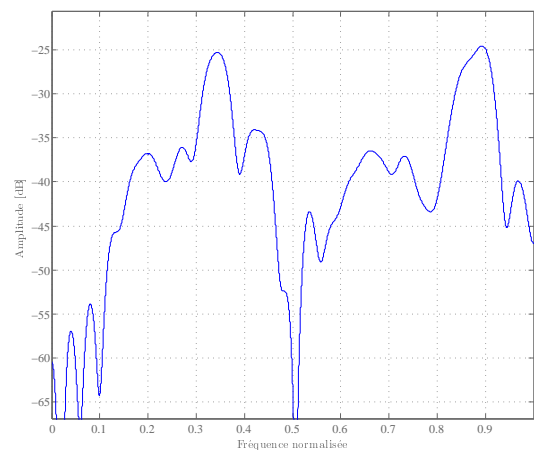


FIG. 3.6: Fonction de transfert de faisceau caractérisée par un filtre

utilisé un système commutant qui sélectionne les filtres en fonction du temps, comme indiqué sur la figure 3.8.

Le sélecteur est contrôlé par un signal d'horloge qui commute toutes les $16\mu\text{s}$. Ce bloc permet de rendre variant le canal dans le temps, et contribue à intégrer les fluctua-

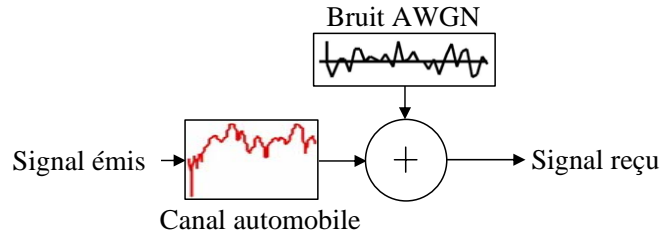


FIG. 3.7: Synoptique du canal

tions du canal lors de la mise sous tension ou non des différents organes présents dans le véhicule.

Il est noté que ceci implique que le résultat en terme de taux d'erreur se traduit par une mesure de TEB moyen en fonction du SNR, donc dans certaines configurations nous pouvons obtenir un meilleur TEB et dans un autre cas le pire.

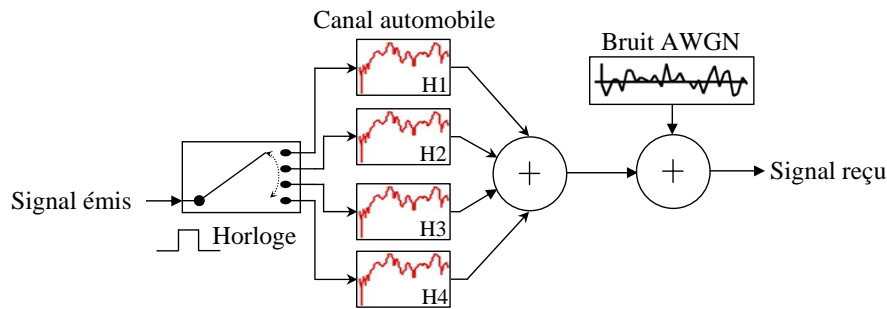


FIG. 3.8: Synoptique du canal dynamique

En parallèle, nous avons intégré dans la simulation le bloc d'interface au faisceau (couplage + filtre) qui sera présenté dans la partie mesure, pour visualiser l'influence de celui-ci sur la transmission, en particulier l'atténuation des sous porteuses dans la bande $[500kHz - 2MHz]$. Dans la norme Homeplug, cette bande est utilisée pour la synchronisation et une partie de la transmission. Pour ce faire, nous avons donc symbolisé le couplage par des éléments passifs tels que des capacités et inductances. Ceci a nécessité de travailler sur un signal réel modulé de type "passe bande" avec une fréquence centrale de $10MHz$.

3.4 Premiers résultats sur canal automobile

Les premières simulations ont pour but de mettre en évidence la présence d'erreurs trames résultant du canal. Plusieurs configurations ont été étudiées.

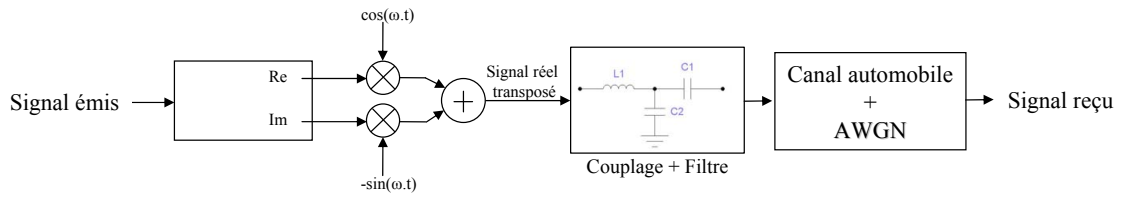


FIG. 3.9: Synoptique du couplage au faisceau et filtrage

Tout d'abord, nous avons testé les performances de la chaîne en présence d'un canal automobile statique, utilisant seulement un code correcteur de type convolutif. La première optimisation apportée a consisté à intégrer un entrelaceur temporel qui sera présenté après la description de la technique d'entrelacement.

3.4.1 Description de l'entrelacement

Nous avons testé différentes configurations d'entrelacement. La première intègre un entrelaceur de type brasseur qui permute un bit sur 2. Suite aux premiers résultats, nous avons modifié l'entrelacement. Nous avons intégré deux entrelaceurs l'un après l'autre pour augmenter la diversité.

Le premier est un entrelaceur matriciel qui utilise une matrice de 14 lignes et 12 colonnes pour intégrer un train binaire de 168 bits. Il classe les 12 premiers bits par ligne et remplit la matrice jusqu'au bit 168. Les bits sortent de l'entrelaceur par les colonnes. Le choix de cette taille est liée à la taille du symbole OFDM de 84 bits utiles et 84 bits de codage. La figure 3.10 décrit son fonctionnement.

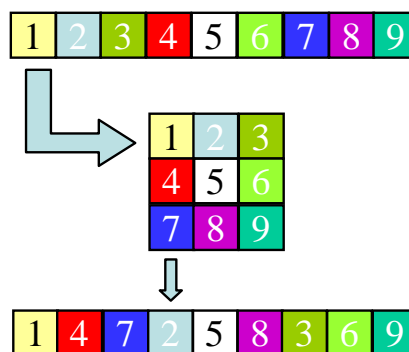


FIG. 3.10: Principe de l'entrelacement matriciel

Concernant le second entrelaceur, il permute les bits de deux symboles successifs. La figure 3.11 décrit son principe de fonctionnement.

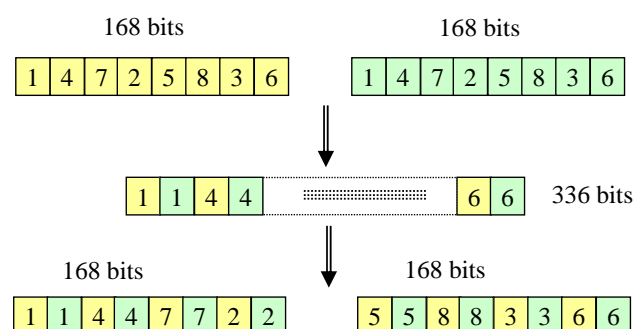


FIG. 3.11: Principe de l'entrelacement en bloc

Nous avons associé ces deux entrelaceurs pour obtenir une profondeur d'entrelacement suffisante, sans avoir à utiliser un entrelacement matriciel seul ayant une profondeur d'entrelacement plus importante. En simulation, cette astuce n'apporte aucun intérêt, mais si l'on se place au niveau implantation sur puce, cela permet d'utiliser une taille mémoire moins grande.

3.4.2 Simulations sur canal direct

Une série de simulations a été menée de manière à mettre en évidence des phénomènes liés au canal, à la robustesse de la modulation. Pour rendre plus lisibles les paramètres de simulations, le tableau 3.4 indique les grandeurs utilisées pour chacune des simulations.

Paramètres de base	Dimensions
Dimension de la FFT	128 – 84 utiles
Largeur de bande globale	20 MHz
Egalisation	Zero Forcing
Débit binaire	10.5 Mbit/s
Débit utile	4.88 Mbit/s
Codage	Convolutif, R=1/2, décision dure

TAB. 3.4: Paramètres de base pour chaque simulation

Deux configurations sont étudiées :

- la 1^e met en œuvre un entrelaceur brasseur,
- la 2^e met en œuvre 2 entrelaceurs qui permettent d'augmenter la diversité.

Nous avons testé ces 2 cas de figures de manière à mettre en évidence la présence de salves d'erreurs (erreurs groupées). Dans les 2 configurations, le canal implanté est une fonction de transfert entre les points A et B (cf. chapitre 2) représentée par la figure 3.12.

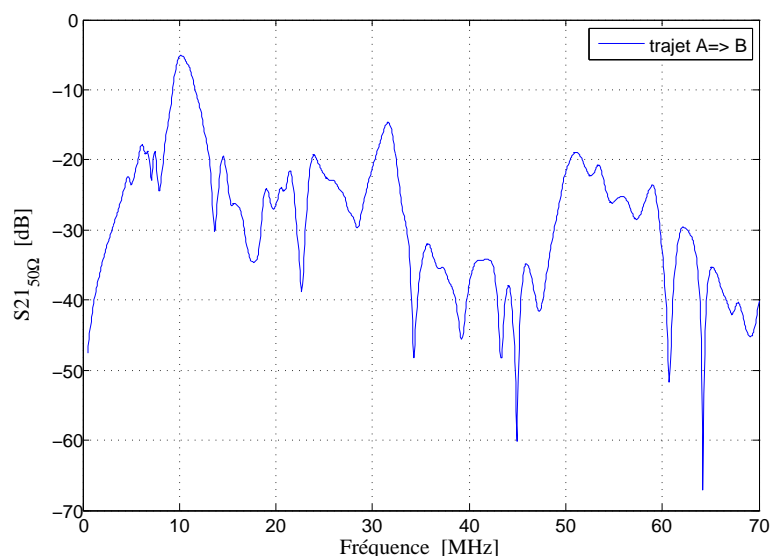


FIG. 3.12: Fonction de transfert du canal entre les points A-B

3.4.2.1 Première configuration : effet de l'entrelacement

Le tableau 3.5 détaille les différents paramètres des cas étudiés. Pour l'ensemble des simulations, le taux d'erreur binaire visé, doit être au minimum de 10^{-3} .

La figure 3.13 donne les résultats en terme de TEB obtenu en simulation.

Sur cette figure, 4 courbes sont présentées. La courbe théorique d'une QPSK sur un canal AWGN est indiquée à titre de référence. L'ajout du canal automobile au sein de la chaîne de transmission provoque une perte de plus de 7 dB pour un SNR équivalent sachant de plus qu'un codage convolutif est implanté. Il devient nécessaire d'optimiser la chaîne de communication dans un premier temps par l'ajout d'entrelacement temporel.

Suite aux résultats de simulation, les premiers résultats indiquent que l'emploi d'un entrelaceur augmente la robustesse de la transmission vis-à-vis de l'utilisation d'un simple brasseur.

Pour un TEB de 10^{-3} , un gain de 1 dB est obtenu par l'emploi d'un entrelacement matriciel et bloc par rapport au simple brassage de données. Ces résultats permettent de mettre en évidence que le canal produit sur la transmission des erreurs paquets.

L'emploi de l'entrelacement semble donc nécessaire de manière à améliorer les performances de la chaîne, mais surtout lors de la présence de bruits impulsifs et de variations de la fonction de transfert du canal.

Cas 1	Type
Canal de propagation	Statique (1 fonction de transfert)
Entrelaceur	Brasseur (permutation d'un bit sur deux)
Couplage	Aucun
Cas 2	Type
Canal de propagation	Statique (1 fonction de transfert)
Entrelaceur	Matriciel + bloc
Couplage	Aucun

TAB. 3.5: Paramètres pour chaque simulation

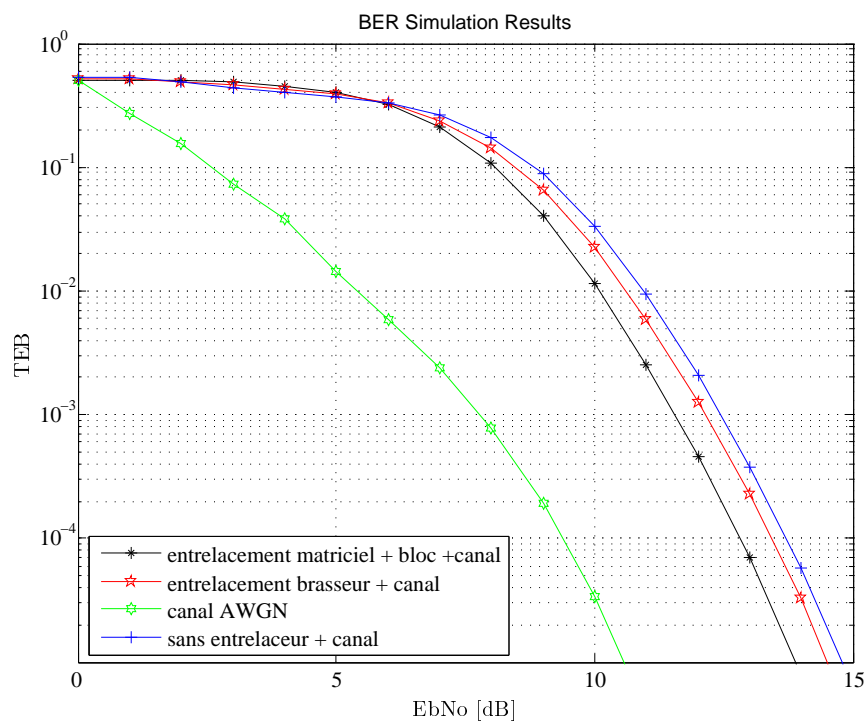


FIG. 3.13: Résultats de simulation de TEB sur canal statique

3.4.2.2 Deuxième configuration : effets liés aux variations de canal

Suite aux premières simulations menées, nous avons testé la chaîne de transmission en présence de différents canaux de transmission. Le tableau 3.6 détaille leurs caracté-

ristiques. Cette étude va permettre de déterminer l'influence exercée par le canal sur la transmission.

Cas 1	Type
Canal de propagation	Statique (1 fonction de transfert)
Entrelaceur	Matriciel + bloc
Couplage	Aucun
Cas 2	Type
Canal de propagation	Dynamique (5 fonctions de transfert)
Entrelaceur	Matriciel + bloc
Couplage	Aucun
Cas 3	Type
Canal de propagation	Dynamique (5 fonctions de transfert)
Entrelaceur	Matriciel + bloc
Couplage	Présent

TAB. 3.6: Paramètres pour chaque simulation

La figure 3.14 fournit les résultats des simulations obtenus pour les 3 cas.

Les résultats montrent que lors d'une simulation avec un canal dynamique, une perte de 2 dB en terme de SNR pour un TEB de 10^{-3} apparaît par rapport à un canal statique. Ceci se justifie par le fait que certaines fonctions de transfert ont des atténuations plus importantes liées à l'état des nœuds. Pour cet essai, l'estimation et l'égalisation du canal sont considérées parfaites, puisque la trame de pilotes est transférée au moment du changement des fonctions de transfert.

Pour satisfaire la norme CEM CISPR25, l'ajout du couplage et filtrage a été implanté. Il induit une atténuation du signal, principalement dans la bande basse et une déformation. Ceci explique une augmentation du SNR de plus de 4 dB pour un même TEB et pour le même canal dynamique.

Au vue des résultats, il est nécessaire d'explorer d'autres techniques de codage pour pouvoir améliorer la robustesse vis-à-vis du filtrage d'une part mais aussi par la variation du canal qui produit une perte, sans compter à la présence de bruits impulsifs sur le faisceau automobile qui dégradent les performances de la transmission.

Cette optimisation est présentée dans la suite ainsi que les résultats obtenus.

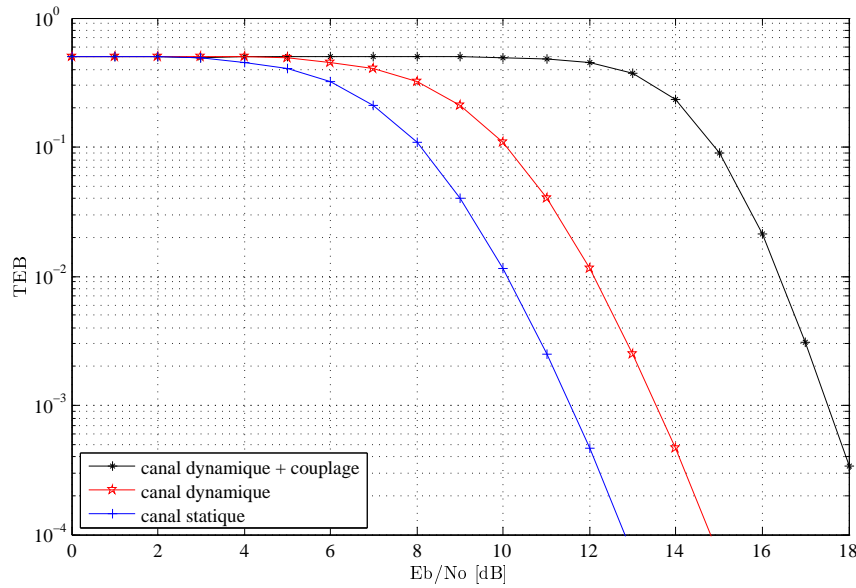


FIG. 3.14: Résultats de simulation de taux d'erreur

3.5 Première optimisation du débit et TEB par amélioration du codage

3.5.1 Implantation et description du codage en bloc

Nous avons décidé d'ajouter du codage en bloc de type Reed-Solomon pour pouvoir contrer les erreurs de transmissions. Ce codeur est utilisé en tant que codeur externe. Il est concaténé au codeur convolutif faisant office de codage interne à la structure de transmission.

Les codes de Reed-Solomon (RS) sont certainement les codes non binaires les plus connus en raison de leur bonne capacité de correction et de leur intérêt pratique. Les codes de Reed-Solomon sont constitués de symboles q -aires. Les paramètres n , k et d_{min} d'un code de Reed-Solomon sont de la forme :

$$n = q - 1 \quad (3.9)$$

$$k = n - 2.t \quad (3.10)$$

$$d_{min} = 2.t + 1 \quad (3.11)$$

où t représente la capacité de correction du code en nombre de symboles q -aires.

Notons que la capacité de correction en nombre de bits d'un code de Reed-Solomon est inférieure ou égale à t .

Par exemple, un code RS(15, 11) ayant une capacité de correction de 2 symboles quaternaires ne pourra corriger 8 bits erronés que si ces bits sont bien localisés sur deux symboles consécutifs. Par contre, le même code corrige forcément un paquet de 4 bits consécutifs dans un mot de code. Les codes de Reed-Solomon sont bien adaptés à la correction d'erreurs groupées dans les systèmes de transmission. Ils sont par conséquent souvent utilisés comme code externe dans les codes concaténés pour corriger les paquets d'erreurs en sortie du décodeur interne. Nous ne rentrerons pas dans le détail de ces techniques.

Pour plus de détails, les ouvrages [76, 77] sont de bonnes références.

Par l'intermédiaire de la concaténation des deux codeurs, le gain de codage est augmenté. Le codeur convolutif permet d'obtenir un gain de 7 dB $r \cdot d_{min} = 10 \cdot \log(\frac{1}{2} \cdot 10)$ et le code de Reed Solomon de 5.6 dB. Le gain total atteint pour l'ensemble des simulations vaut environ 13 dB.

3.5.2 Détails des résultats

Nous avons testé l'ajout du codage RS dans deux cas. Le tableau 3.7 détaille les paramètres qui sont conservés pour ces deux simulations.

Paramètres de base	Dimensions
Dimension de la FFT	128
Egalisation	Zero Forcing
Codage	Convolutif, R=1/2, décision dure
Canal	Dynamique (5 fonctions de transfert)
Couplage	Présent

TAB. 3.7: Paramètres de base pour les simulations codées RS

Cette optimisation a généré une diminution de débit binaire de 10.5 *Mbits/s* à 5.5 *Mbits/s*.

Pour pouvoir gagner en débit, nous avons augmenté le nombre de sous-porteuses utiles qui a été porté à 120, pour une même bande de fréquence comme détaillé dans le tableau 3.8 pour le cas 2.

La figure 3.15 présente les résultats en terme de TEB obtenu en simulation.

Au vue de ces résultats, un gain de plus de 3 *dB* vis-à-vis d'un simple codage convolutif pour un SNR de 10^{-3} est obtenu. Cependant, le débit utile passe avec le cas 1 de 4.88 *Mbit/s* à 1.87 *Mbit/s*.

Pour pouvoir gagner en débit, il est nécessaire d'augmenter le nombre de sous-porteuses. Tout en gardant la même bande de fréquence, le nombre de porteuses utiles est porté à 120 sous-porteuses au lieu de 84 sous-porteuses et permet de satisfaire un débit binaire de 5.10 *Mbit/s*.

Cas 1	Type
RS	N=15, K=11
Sous-porteuses utiles	84
Débit utile	1.87 Mbit/s
Zero padding	44

Cas 2	Type
RS	N=15, K=11
Sous-porteuses utiles	120
Débit utile	5.10 Mbit/s
Zero padding	8

TAB. 3.8: Paramètres pour les simulations RS + code convolutif

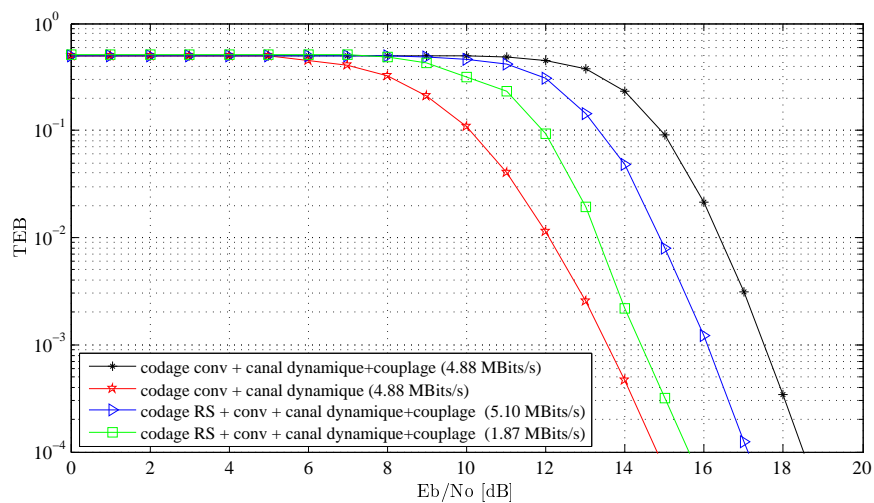


FIG. 3.15: Résultats de simulation de taux d'erreur en présence d'un codage RS

Une perte de $2dB$ apparaît par rapport au test précédent mais on note un gain d'environ $2dB$ par rapport à un simple codeur.

Ces différents résultats montrent l'intérêt du codage, même sur un canal sur lequel les bruits impulsifs ne sont pas intégrés. Suite aux différents tests, la modulation OFDM a démontré sa robustesse pour les transmissions sur le faisceau automobile. Des travaux d'optimisation concernant la durée des symboles OFDM, la taille du préfixe cyclique seront nécessaires pour contrer les pertes de trames liées aux bruits impulsifs.

Plusieurs voies peuvent être explorées et feront l'objet de perspectives.

Nous avons souhaité tester la modulation DQPSK employée dans la norme Homeplug 1.0 pour connaître ses performances sur un faisceau automobile. Cette étude nous permet de nous rapprocher du fonctionnement des modems LEA utilisés dans les mesures.

Cette étude est détaillée dans la partie qui suit.

3.6 Test de la modulation différentielle

3.6.1 Validation de l'emploi de modulation différentielle sans estimation de canal - canal direct -

3.6.1.1 Présentation de la modulation DQPSK

Nous avons testé cette chaîne de transmission en utilisant une modulation différentielle de type $\pi/4$ -DQPSK. Par ce fait, nous nous rapprochons du standard Homeplug 1.0 qui emploie des modulations de ce type sans aucune estimation et égalisation de canal.

Cette modulation par rapport à une QPSK permet d'annuler le passage à zéro lors des changements d'états.

Dans la modulation $\pi/4$ -DQPSK, seules des rotations de phase de 45° et 135° sont autorisées, ce qui permet d'exclure au moins l'extinction totale de la porteuse. L'information est en outre transmise non pas par la phase absolue de la porteuse mais par sa différence par rapport à la phase précédente. La transmission de la différence de phase supprime la nécessité d'une démodulation cohérente avec restitution de la phase absolue de la porteuse.

La figure 3.16 décrit les constellations d'état de la modulation.

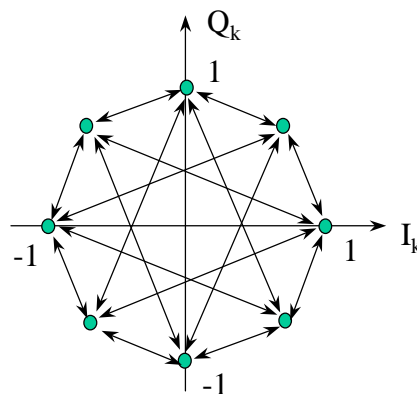


FIG. 3.16: Constellation d'états de la modulation $\pi/4$ -DQPSK

Pour faciliter la compréhension d'une telle modulation, un exemple est présenté. Nous souhaitons transmettre la séquence binaire suivante :

Séquence binaire : 00 00 10 00 01 11 11 00 01 00

Lors du mapping, la conversion bits à symboles est décrite dans le tableau 3.9.

La figure 3.17 présente les passages des différents symboles lors de la transmission.

La modulation $\pi/4$ -DQPSK présente certains avantages dans notre cas :

- en association avec le préfixe cyclique, elle permet d'éliminer l'utilisation d'une estimation de canal [27].

Bits	00	00	10	00	01	01	11	00	01	11
Symboles	A1	B1	A4	B1	A2	B2	A3	B1	A2	B3

TAB. 3.9: Conversion bits à symboles

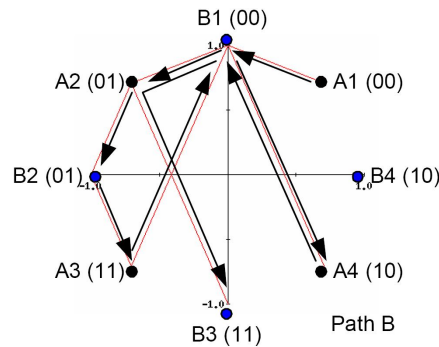


FIG. 3.17: Constellation d'états de la séquence binaire

- elle permet d'employer une démodulation non cohérente qui rend ainsi le récepteur plus simple.
- les transitions dans la constellation du signal ne passent pas par l'origine, et par conséquent, l'enveloppe présente moins de variations.

3.6.1.2 Simulation de la modulation DQPSK sur canal direct

Ces tests ont été menés en présence d'un canal de type direct et ainsi nous allons montrer l'utilité ou non de l'utilisation de l'estimation et égalisation de canal.

Le tableau 3.10 détaille les paramètres employés pour les différentes simulations.

Trois cas sont étudiés, nous avons testé cette modulation DQPSK sans égalisation en présence seulement d'un canal direct en dynamique avec et sans couplage et filtrage. Par ailleurs, nous avons testé 2 cas de codage de canal. Le premier concerne l'emploi seul d'un codeur convolutif de rapport $\frac{1}{2}$, décrit précédemment et le second en concaténant un codage en bloc de type RS et le même codage convolutif.

Les résultats de simulation sont présentés sur la figure 3.18.

Nous pouvons affirmer que l'utilisation d'une estimation et égalisation de canal permet d'obtenir un TEB plus faible pour un SNR équivalent (résultat présenté dans la partie 3.4). Si nous nous plaçons dans le cas d'un TEB de 10^{-3} , la concaténation de 2 codeurs permet d'obtenir un gain de $2dB$. Ceci indique la présence d'erreurs groupées qui sont corrigées par l'intermédiaire du codeur RS. Par ailleurs, si nous associons au canal de transmission le couplage et le filtrage, nous apercevons une perte de $7dB$ liée à l'éva-

Cas 1	Type
Codage	convolutif (R=1/2)
Sous-porteuses utiles	84
Modulation	DQPSK
Débit utile	4.88 Mbit/s
Égalisation	Aucune
Canal	Dynamique

Cas 2	Type
Codage	RS (N=15, K=11), convolutif (R=1/2)
Sous-porteuses utiles	120
Débit utile	5.10 Mbit/s
Égalisation	Aucune
Canal	Dynamique

Cas 3	Type
Codage	RS (N=15, K=11), convolutif (R=1/2)
Sous-porteuses utiles	120
Débit utile	5.10 Mbit/s
Égalisation	Aucune
Canal	Dynamique + couplage

TAB. 3.10: Paramètres de simulation

nouissement de la bande $[0 - 4MHz]$. Ceci s'explique par l'absence d'une égalisation de canal qui permettait de compenser cet effet.

Cette partie nous a permis d'étudier les limites d'un tel système. Nous pouvons déjà affirmer que l'utilisation de ce standard en présence d'un canal indirect associé au couplage et filtrage risque fortement de ne pas fonctionner. Cette affirmation sera vérifiée dans le chapitre 4 lors des tests avec les modems LEA.

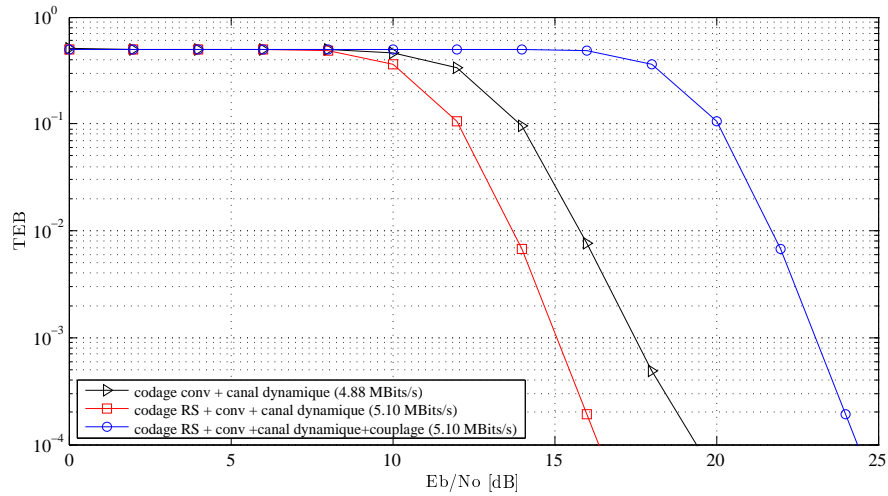


FIG. 3.18: Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal direct en utilisant une DQPSK sans égalisation

3.6.2 Simulation de la modulation DQPSK sur canal indirect

Au vue des caractéristiques du canal et suite aux premières simulations utilisant les mêmes paramètres de modulation que le canal direct, il est nécessaire de les modifier. Ces optimisations concernent le nombre de sous-porteuses utilisées et la taille de la FFT.

Pour ces tests, nous avons choisi un canal de type indirect de manière à montrer l'efficacité de la modulation de type OFDM. Comme indiqué dans le chapitre 2.2, la bande de cohérence dans le cas d'un canal en indirect (passage batterie et présence de bifurcations) passe de 1 MHz à 350 kHz . Dans les tests précédents, l'espacement inter-porteuses était de 150 kHz , qui est trop important pour pouvoir qualifier que le canal soit stable entre les sous-porteuses d'où l'intérêt d'augmenter le nombre de sous-porteuses.

3.6.2.1 Etude du couple DQPSK/taille de la FFT

Plusieurs configurations ont été testées, l'utilisation d'une FFT de 256 jusqu'à 2048 pour une même bande de fréquence, qui permet de diminuer considérablement l'espacement Δf mais en contre partie d'augmenter le temps symbole OFDM.

Pour chaque cas de figures, le préfixe cyclique employé est identique ($1\mu\text{s}$). L'utilisation de la DQPSK a été conservée pour chaque simulation. Le tableau 3.12 indique les paramètres que nous avons choisis pour chaque cas et le tableau 3.11 référence les paramètres de base utilisés pour chacune des simulations.

La figure 3.19 présente les résultats de TEB obtenus pour différentes tailles de FFT.

Au vue des résultats, l'utilisation du standard Homeplug 1.0 en présence d'un canal en indirect est insuffisante pour pouvoir transmettre des données.

Si nous nous plaçons dans le cas d'une FFT de 256 sous porteuses, le double du standard Homeplug, il est impossible de transmettre des données. Il faut au moins employer

Paramètres de base	Dimensions
Bande de fréquence	20 MHz
Modulation	D-QPSK
Egalisation	Aucune
Codage	Convolutif, R=1/2, décision dure
Canal	Dynamique (5 mesures en mode indirect)
Couplage	Aucun

TAB. 3.11: Paramètres identiques pour chaque simulation

Cas 1	Type
FFT / Δf / Ts	256 / 78 kHz / 25.6 μ s
Préfixe cyclique	1 μ s
Cas 2	Type
FFT / Δf / Ts	512 / 36 kHz / 51.2 μ s
Préfixe cyclique	1 μ s
Cas 3	Type
FFT / Δf / Ts	1024 / 20 kHz / 102.4 μ s
Préfixe cyclique	1 μ s
Cas 4	Type
FFT / Δf / Ts	2048 / 10 kHz / 204.8 μ s
Préfixe cyclique	1 μ s

TAB. 3.12: Paramètres pour les simulations 128-2048

une FFT de 2048, pour pouvoir transmettre des informations avec un SNR de 20dB. Pour atteindre un TEB proche de 10^{-3} , il faut un SNR de 40dB. Nous remarquons que si nous continuons son augmentation, la valeur de TEB ne diminuerait pas, nous arrivons aux limites du système.

En augmentant la taille de la FFT, nous pouvons prétendre de transmettre des données à un TEB inférieur à 10^{-3} avec un SNR inférieur à 20dB.

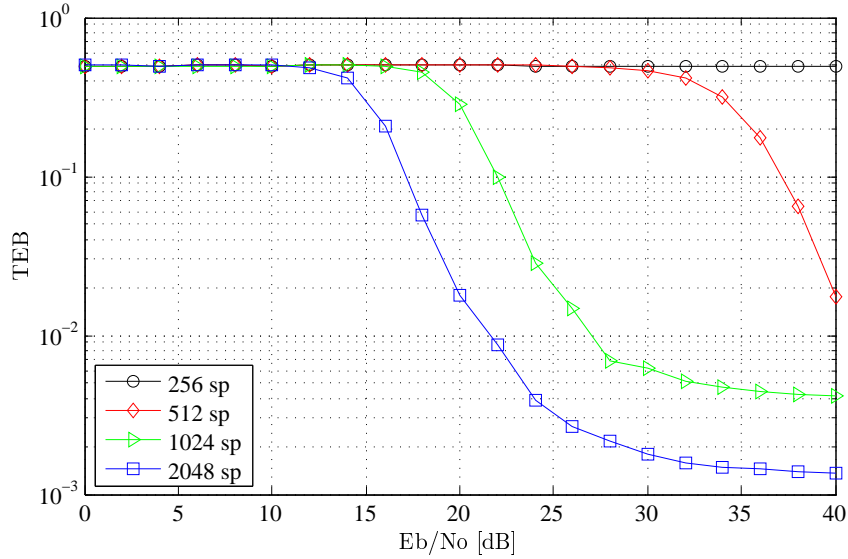


FIG. 3.19: Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal indirect en utilisant une DQPSK sans égalisation suivant différents nombres de sous porteuses

Nous pouvons conclure que l'utilisation seule d'une DQPSK est insuffisante en présence d'un canal en indirect qui se confirme en mesures, présentées dans le chapitre suivant.

Dans la partie suivante, nous avons testé une modulation QPSK associée à une estimation et égalisation de canal en fonction de différentes tailles de FFT et ainsi déterminer la robustesse d'un tel système.

3.6.3 Test avec égalisation ZF

3.6.3.1 Test avec une modulation QPSK

Dans cette partie, nous avons décidé de nous rapprocher du fonctionnement du second modem (SpiDcom). Comme dans la partie précédente, la durée du préfixe cyclique est conservée ($1\mu s$).

Le tableau 3.13 détaille les paramètres employés dans chacune des simulations.

Nous avons testé ces paramètres seulement en présence d'un canal indirect en dynamique, comme précédemment. Nous avons employé un codage convolutif seul de rendement $\frac{1}{2}$ associé à de l'entrelacement, seule la taille de la FFT a été augmentée de manière à déterminer son impact sur la transmission.

La figure 3.20 présente les résultats de TEB pour plusieurs tailles de FFT.

Nous obtenons un gain en TEB pour un SNR équivalent par rapport à l'emploi seul d'une simple DQPSK.

Paramètres de base	Dimensions
Bande de fréquence	20 MHz
Modulation	QPSK
Egalisation	ZF
Codage	Convolutif, R=1/2, décision dure
Canal	Dynamique (5 mesures en mode indirect)
Couplage	Aucun

TAB. 3.13: Paramètres pour les simulations 128-2048 en présence de l'égalisation ZF

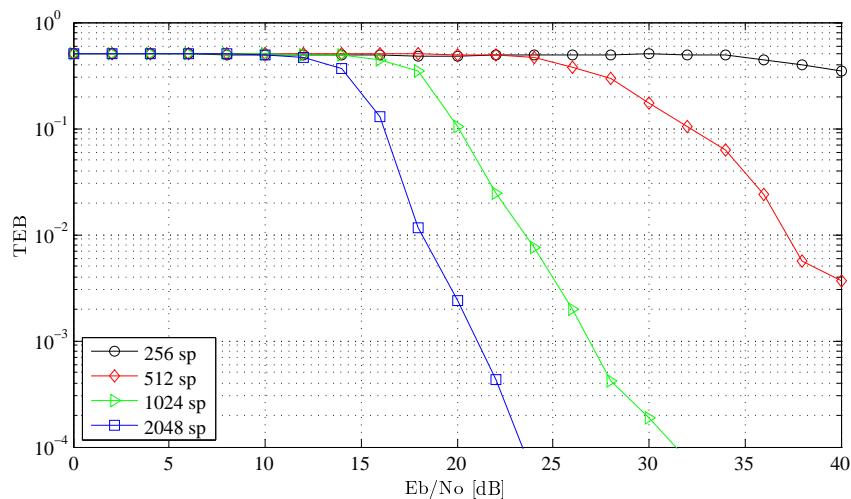


FIG. 3.20: Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal indirect avec égalisation suivant différents nombres de sous porteuses

Pour pouvoir transmettre à un TEB de 10^{-3} , il faut au moins utiliser une FFT de 1024. Le choix de la taille de FFT de 2048 semble la plus judicieuse puisqu'il ne faut qu'un SNR de 21dB pour transmettre à 10^{-3} .

Ces résultats se confirment en mesure pour le modem SpiDCom, présenté dans le chapitre suivant mais en utilisant une FFT de 1024 associée à de la DMT (Discrete Multi Tone).

3.6.3.2 Test avec une modulation DQPSK

Dans cette partie, nous avons décidé d'intégrer l'estimation et égalisation de canal. Comme pour les tests précédents, la durée du préfixe cyclique est conservée ($1\mu\text{s}$) et nous avons testé pour plusieurs tailles de FFT comme indiqué dans le tableau 3.12.

Le tableau 3.14 détaille les paramètres de base employés dans chacune des simulations.

Paramètres de base	Dimensions
Bande de fréquence	20 MHz
Modulation	D-QPSK
Egalisation	ZF
Codage	Convolutif, R=1/2, décision dure
Canal	Dynamique (5 mesures en mode indirect)
Couplage	Aucun

TAB. 3.14: Paramètres pour les simulations 128-2048 en présence de l'égalisation ZF

La figure 3.21 présente les résultats de TEB obtenus pour les différentes tailles de FFT.

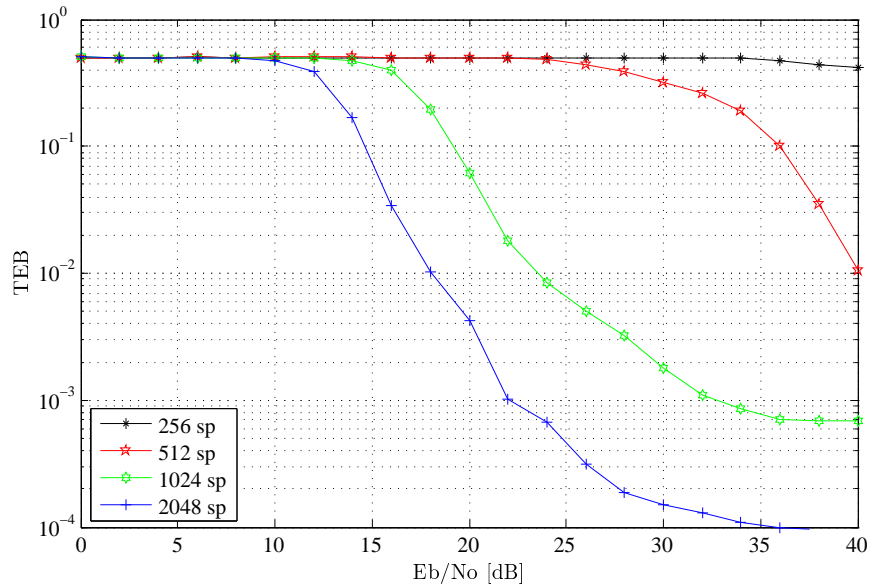


FIG. 3.21: Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal indirect avec égalisation suivant différents nombres de sous porteuses

Nous remarquons que l'emploi de l'égalisation permet de descendre le niveau du TEB. Pour pouvoir atteindre un TEB de 10^{-3} , il faut au moins utiliser une FFT de 1024. Lors du même test sans égalisation, ce TEB ne pouvait pas être atteint. Avec une taille de FFT de 2048, pour un SNR de 22 dB, le TEB atteint 10^{-3} , contre 32 dB pour une FFT

de 1024. L'emploi de l'égalisation apporte une réelle amélioration sur le TEB, seulement pour les simulations ayant une FFT de 1024 sous-porteuses au minimum.

L'ensemble de ces simulations mettent en évidence la nécessité d'employer des FFT de grande taille ou un espacement inter-porteuses très faible associé à une égalisation pour pouvoir transmettre dans une configuration présentant des bifurcations.

3.7 Synthèse

Le tableau 3.15 indique les résultats de SNR suivant certains paramètres pour un TEB de 10^{-3} .

Débit[Mbit/s]	Modulation	FFT	ZF	Codage	Entrel	Canal	C_dyn	C_stat	Couplage	SNR[dB]
4.88	QPSK	128	✓	conv	✗	direct	✗	✓	✗	12.5
4.88	QPSK	128	✓	conv	brasseur	direct	✗	✓	✗	12
4.88	QPSK	128	✓	conv	Matrix+bloc	direct	✗	✓	✗	11.5
4.88	QPSK	128	✓	conv	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✗	13
4.88	QPSK	128	✓	conv	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✓	17
1.87	QPSK	128	✓	conv+RS	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✓	14.5
5.10	QPSK	128	✓	conv+RS	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✓	16
4.88	<i>DQPSK</i>	128	✗	conv	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✗	18
5.10	<i>DQPSK</i>	128	✗	conv+RS	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✗	15
5.10	<i>DQPSK</i>	128	✗	conv+RS	Matrix+bloc	direct	✓	✗	✓	23
4.88	<i>DQPSK</i>	256	✗	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	<i>DQPSK</i>	512	✗	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	<i>DQPSK</i>	1024	✗	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	<i>DQPSK</i>	2048	✗	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	QPSK	256	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	QPSK	512	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	QPSK	1024	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	26
4.88	QPSK	2048	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	21
4.88	<i>DQPSK</i>	256	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	<i>DQPSK</i>	512	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	N.A
4.88	<i>DQPSK</i>	1024	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	31
4.88	<i>DQPSK</i>	2048	✓	conv	Matrix+bloc	<i>indirect</i>	✓	✗	✗	22

TAB. 3.15: Synthèse des résultats de simulations

Abréviations du tableau :

- ✗ : non utilisé
- ✓ : utilisé
- N.A : pas atteignable
- conv : code convolutif, rendement $\frac{1}{2}$
- conv+RS : concaténation code convolutif ($\frac{1}{2}$) et code Reed Solomon (15,11)
- Entrel : entrelacement
- Matrix+bloc : entrelacement matriciel + entrelacement bloc
- ZF : égalisation de canal (ZF)
- C_dyn : canal dynamique (plusieurs fonctions de transfert)
- C_stat : canal statique (une fonction de transfert)

3 résultats apparaissent :

- en présence d'un canal direct dynamique : l'emploi d'une DQPSK suffit en employant la concaténation de 2 codes,
- en présence du couplage : l'ajout de l'égalisation apporte un gain par rapport à une simple DQPSK,
- en présence d'un canal indirect : l'emploi de FFT de grande taille associé à l'égalisation de canal est nécessaire. Par ailleurs en augmentant le nombre de sous-porteuses, le temps symbole OFDM accroît également. Cet inconvénient rend sensible la transmission en présence d'un canal variant dans le temps. S'il évolue plus vite que la durée du symbole par exemple, l'estimation de canal sera moins performante.

3.8 Conclusion

Ce chapitre a permis de mettre en évidence l'efficacité de la modulation multiporteuses. Nous pouvons déjà ajouter qu'en présence d'un canal de transmission en mode direct, l'utilisation d'une modulation OFDM de 128 sous porteuses sans égalisation et estimation associée à un canal de canal convolutif permet de rendre le modem simple. Cet ensemble est suffisant et se rapproche du standard Homeplug utilisé par les modems LEA, décrit dans le chapitre 4, mais il faut que le couplage et le filtrage soient bien adaptés à la forme d'onde.

Par ailleurs, en présence d'un canal en indirect, ce système est insuffisant. Il faut un nombre suffisamment grand de sous porteuses de manière à diminuer la fluctuation du canal entre chaque sous porteuse. Il faut utiliser au moins 1024 sous porteuses en présence de codage de canal et estimation de canal, pour être capable de transmettre des données sans avoir un SNR trop important. Cette caractéristique se rapproche des modems développés par Spidcom décrits et testés dans le chapitre suivant.

Pour conclure, nous avons mis en évidence que l'utilisation de la modulation OFDM pour une communication CPL en embarqué, est une solution prometteuse mais en présence de canaux indirects le modem devient relativement complexe, c'est pourquoi il sera nécessaire d'apporter des modifications au faisceau électrique pour rendre le système viable économiquement. Cette partie va être détaillée dans les perspectives.

Adaptation des modems indoor pour l'embarqué

Sommaire

4.1	Introduction	102
4.2	Caractéristiques des modems	102
4.2.1	Spécifications du modem LEA	102
4.2.1.1	Technique de fonctionnement	102
4.2.1.2	Caractérisation fonctionnelle du modem	104
4.2.1.3	Mise en conformité du modem	106
4.2.2	Spécifications du modem SpiDCom	110
4.3	Mesures expérimentales	113
4.3.1	Modem LEA	113
4.3.1.1	Mesure de débit	113
4.3.1.2	Mesures en présence de bruits	116
4.3.2	Modem SpiDCom	117
4.3.2.1	Mesure de débit	117
4.3.2.2	Mesures en présence de bruits	118
4.4	Adaptation du CPL au protocole CAN	120
4.4.1	Présentation du système mise en œuvre	120
4.4.2	Description des protocoles	121
4.4.2.1	Protocole IP	121
4.4.2.2	Protocole CAN	123
4.4.3	Mise en œuvre de la solution	125
4.4.3.1	Première solution	125
4.4.3.2	Deuxième solution	126
4.5	Réalisation industrielle	127
4.5.1	Description du démonstrateur	127
4.5.2	Description de la couche physique du modem	128
4.5.3	Implantation sur véhicule	129
4.5.4	Bilan	129
4.6	Conclusion	130

4.1 Introduction

De manière à valider les résultats obtenus en simulation, un ensemble de tests a été réalisé sur véhicule. Nous avons effectué ces tests par l'intermédiaire de deux modems CPL exclusivement utilisés dans le domaine *indoor*. Dans la suite du document, nous décrirons les caractéristiques des modems, les adaptations au support et leurs performances.

4.2 Caractéristiques des modems

Pour le projet, 2 véhicules PSA étaient à notre disposition, une Citroën C5 et une Peugeot 407SW. Tout d'abord, les tests ont été réalisés avec 2 modems conçus pour l'indoor et développés par LEA et SpiDCom. Le premier emploie le standard Homeplug V1.0 contre un standard propriétaire pour le second, les 2 utilisant les modulations OFDM. Il a été nécessaire d'adapter le couplage au support embarqué : passage de 220V AC à 14 V DC. Le couplage a été modifié pour permettre aux modems de fonctionner en mode commun et les protéger de la composante continue. Dans notre cas, on utilise un couplage capacitif en mode commun et filtré pour satisfaire la norme CISPR25.

4.2.1 Spécifications du modem LEA

4.2.1.1 Technique de fonctionnement

Ce modem conçu par la société LEA [78] repose sur la norme Homeplug par le biais de la puce Intellon [79]. Il est conçu exclusivement pour la transmission de données sur protocole TCP/IP. Son utilisation permet de créer des réseaux de communications entre un ensemble d'ordinateurs par l'intermédiaire du réseau électrique présent dans les locaux.

Le chipset Intellon englobe toute la partie couche physique et permet l'interfaçage TCP/IP.

Si nous nous plaçons au niveau de la couche physique, ce modem utilise une modulation OFDM de 128 sous porteuses. Seulement 84 sous porteuses sont employées pour la transmission de données. La bande de fréquence occupée s'étend de 2 à 20.9 MHz. Le tableau 4.1 détaille les différentes modulations utilisées par le modem.

Les modulations binaires à symboles employées sont de type différentielles (DBPSK, DQPSK) et par cet intermédiaire le modem n'a recourt à aucune égalisation. Il utilise un préfixe cyclique pour la synchronisation.

Le standard HomePlug emploie le protocole CSMA/CA [71] pour accéder au réseau. Plusieurs tests et mesures ont été menés : mesures spectrales du signal OFDM, taux de transfert suivant des points différents dans le véhicule.

La figure 4.1 présente le modem LEA adapté pour communiquer et fonctionner sur un support 12V_{cc}.

	Modulation	FEC	Couche physique
DQPSK $\frac{3}{4}$	DQPSK	Code convolutif $\frac{3}{4}$ + code RS	13.78 Mbits/s
DQPSK $\frac{1}{2}$	DQPSK	Code convolutif $\frac{1}{2}$ + code RS	9.19 Mbits/s
DBPSK $\frac{1}{2}$	DBPSK	Code convolutif + code RS	4.59 Mbits/s
ROBO	DBPSK	Code convolutif + code RS + répétition 4 fois du même bit	1.02 Mbits/s

TAB. 4.1: Caractéristiques fonctionnelles du modem LEA

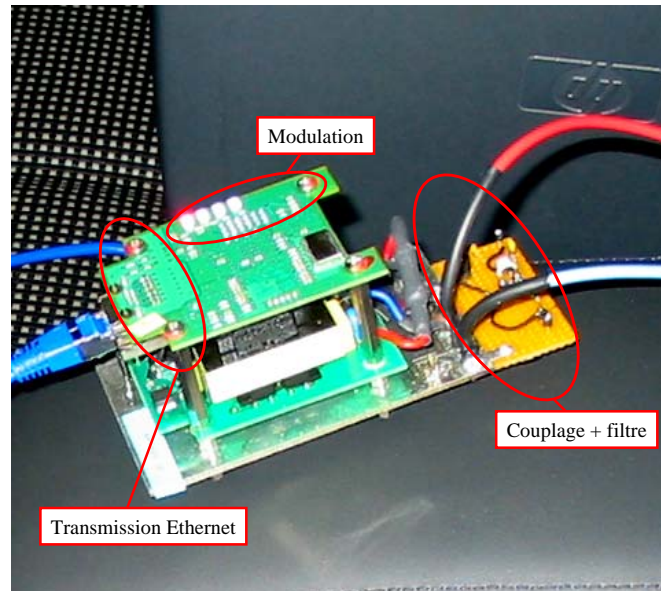


FIG. 4.1: Modem LEA adapté au support

4.2.1.2 Caractérisation fonctionnelle du modem

Une série de mesures a été menée pour connaître les caractéristiques du modem en rayonné et conduit vis à vis de la norme CEM CISPR25 [39]. Le gabarit de la norme pour le rayonné est indiqué dans le tableau 4.2 et pour le conduit dans le tableau 4.3. Pour l'ensemble des tests, la classe 4 a été retenue comme niveau à ne pas dépasser.

Nous avons réalisé les tests en rayonné au sein de la société Valeo [80]. La figure 4.2 présente le banc de test utilisé pour caractériser les deux modems LEA en rayonné.

Les niveaux en bande large et étroite ont été relevés avec un détecteur crête. La distinction bande étroite/bande large a été réalisée conformément aux prescriptions d'essais de la norme CISPR25 (1995) :

- différence entre détection crête et moyenne < 6dB : bruit de type bande étroite (BE)

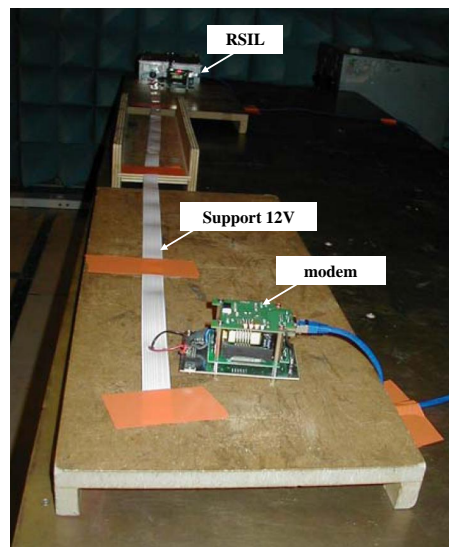


FIG. 4.2: Modem LEA adapté au support

- différence entre détection crête et moyenne $> 6\text{dB}$: bruit de type bande large (BL)

Pour l'ensemble des mesures en rayonné, nous avons utilisé une antenne positionnée à 1m du banc de test polarisée en vertical et horizontal.

Lors de ces tests, deux ordinateurs portables étaient présents dans la chambre pour permettre la communication entre les modems. Il est à noter que lors de ces tests, les ordinateurs étaient nécessaires et ont modifié la caractéristique de la mesure. Nous ne pouvons pas avancer que le champ mesuré correspond seulement aux modems mais à l'ensemble du système présent dans la chambre.

En ce qui concerne les émissions rayonnées pour la même classe de service, ces modems ont été testés en bande étroite (BE) et bande large (BL). Le tableau 4.2 indique les seuils limites dans le cas de la classe 4 et les résultats de mesures obtenus.

Les tests ont démontré que les modems étaient conformes en BL. En ce qui concerne les BE, les modems ne sont pas conformes pour les fréquences 640 kHz, 1.9 MHz et 150 MHz. Un dépassement maximum de 2 dB pour la première fréquence, de 17 dB pour la deuxième et 20 dB pour la dernière. La solution préconisée consiste à blinder le modem dans un boîtier électromagnétique connecté à la masse du véhicule pour la fréquence de 150 MHz liée au quartz. Les deux premières fréquences correspondent bien aux émissions du modem puisque dans les mesures en conduit ces fréquences ne sont pas conformes au gabarit de la norme.

Concernant les mesures en conduit, le modem ne respecte pas les conditions limites de la norme pour la classe 4 indiquées dans le tableau 4.3.

La figure 4.3 présente la mesure en conduit du modem et la confrontation aux limites de la norme.

Pour les bandes [0.53-2 MHz] et [5.9-6.2 MHz], les niveaux de puissances dépassent de $8\text{dB}\mu\text{A}$ le seuil toléré. L'amélioration du couplage permettra de réduire les niveaux

Classe 4				
Bande de fréquence (MHz)	Limite (dB μ V/m)			
	BL	mesure	BE	mesure
0.15 - 0.30	66	41	31	22.7
0.53 - 2	59	39	26	42.89
5.9 - 6.2	42	37	28	21.7
30 - 54	42	31	28	26.6
70 - 108	31	21	18	17.2
144 - 172	31	27	18	41.53
420 - 512	31	–	18	–
820 - 960	31	–	18	–

TAB. 4.2: Limites des perturbations bande étroite et large en rayonné

Classe	[0.15...0.3 MHz]	[0.53...2.0]	[5.9...6.2]	[30...54]
1	80 dB(μ A)	66	57	52
2	70	58	51	46
3	60	50	45	40
4	50	42	39	34
5	40	34	33	28

TAB. 4.3: Limites des perturbations bande étroite en conduit sur les lignes

pour ces fréquences. Nous remarquons que ces fréquences correspondent aussi au dépassement mesuré pour le rayonné en bande étroite. Nous pouvons prétendre que la bande [0.53-2 MHz] correspond bien à l'émission des modems CPL.

Le paragraphe suivant présente les techniques visant à rendre les modems conformes en conduit.

4.2.1.3 Mise en conformité du modem

Les premières mesures en CEM ont montré que le niveau des signaux était supérieur de 10 dBm en moyenne pour les gammes de fréquences comprise entre 300 kHz et 2 MHz. Plus particulièrement, la bande de fréquence [0..4 MHz] est la plus contraignante puisque celle-ci est utilisée dans le processus de synchronisation des modems. L'atténuation apportée dans cette bande doit toujours permettre la synchronisation, tout en réduisant la puissance du signal.

Dans un premier temps, le couplage des modems a été amélioré pour pouvoir satisfaire la norme CISPR25 selon la figure 4.4.

La mise en place de composants passifs tels que des inductances, des capacités, a permis d'améliorer les seuils d'émission. Le signal transmis en conduit devient dès lors inférieur de 9 dBm pour la bande [0.53-2 MHz] et [5.9-6.2 MHz] vis à vis de la norme

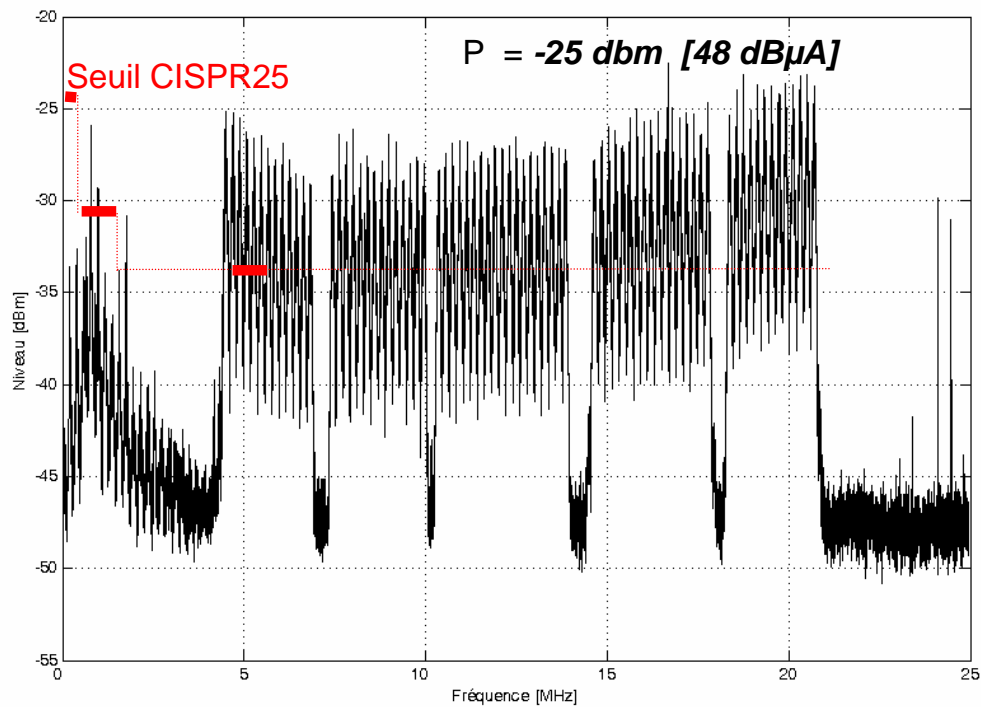


FIG. 4.3: Mesures en conduit du modem LEA

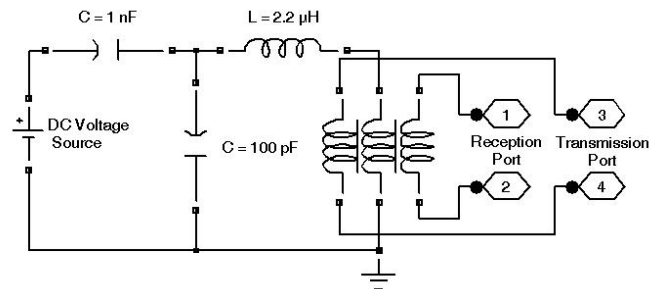


FIG. 4.4: Couplage et filtre des modems CPL

CEM.

Suite aux premiers résultats, il a été nécessaire d'améliorer le filtrage. Plusieurs valeurs d'inductances et capacités ont été testées pour pouvoir obtenir le meilleur compromis entre la puissance d'émission en conduit et le débit de transmission.

La figure 4.4 décrit le couplage complet utilisé. Il est composé de deux capacités et d'une inductance. Ce système permet à la fois de réaliser un couplage en mode commun sur le faisceau 12V tout en filtrant le signal OFDM pour être compatible avec la norme

CISPR25. Il permet de diminuer la puissance du signal OFDM dans les basses fréquences tout en conservant un débit suffisant.

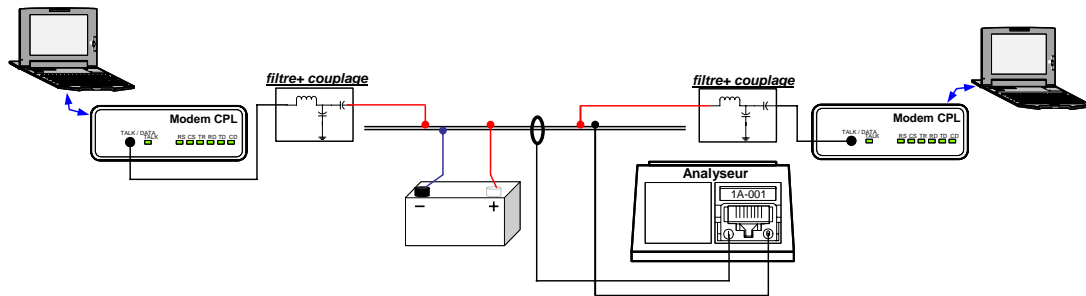


FIG. 4.5: Banc d'essai des modems CPL

Le circuit de test, représenté par la figure 4.5, est constitué de deux modems CPL connectés à un ordinateur pour le transfert de données. Chacun d'eux est interconnecté au coupleur et au filtre sur le réseau électrique du véhicule 12V. Pour les mesures en conduit, un analyseur de spectre, couplé par une pince ampèremétrique, est utilisé pour obtenir le spectre OFDM du signal et un oscilloscope pour visualiser le signal transmis sur le média.

La figure 4.6 représente les spectres du signal CPL transmis sur la ligne. Les valeurs des deux capacités ont été fixées à 1 nF pour le condensateur de couplage en mode commun et 100 pF pour le second. Sur la figure 4.6, trois résultats majeurs apparaissent.

Dans le premier cas, en utilisant une inductance de faible valeur, le niveau de puissance du signal est conservé mais la bande [0..4 MHz] se situe hors de la norme CEM. Lorsque l'augmentation de l'inductance est trop importante, le spectre est conforme à la norme en vigueur mais le signal est fortement atténué et devient très sensible aux bruits et à l'atténuation apportée par le faisceau PLC. Le choix s'est alors porté sur l'utilisation d'une inductance de $2.2\mu\text{H}$, afin de conserver un signal peu atténué dans la bande [0..4MHz] et un niveau spectral suffisant du signal OFDM tout en respectant la norme CISPR25. Le système ainsi optimisé a été testé sur table et véhicule, permettant des échanges à un débit de 6 à 10 Mbit/s.

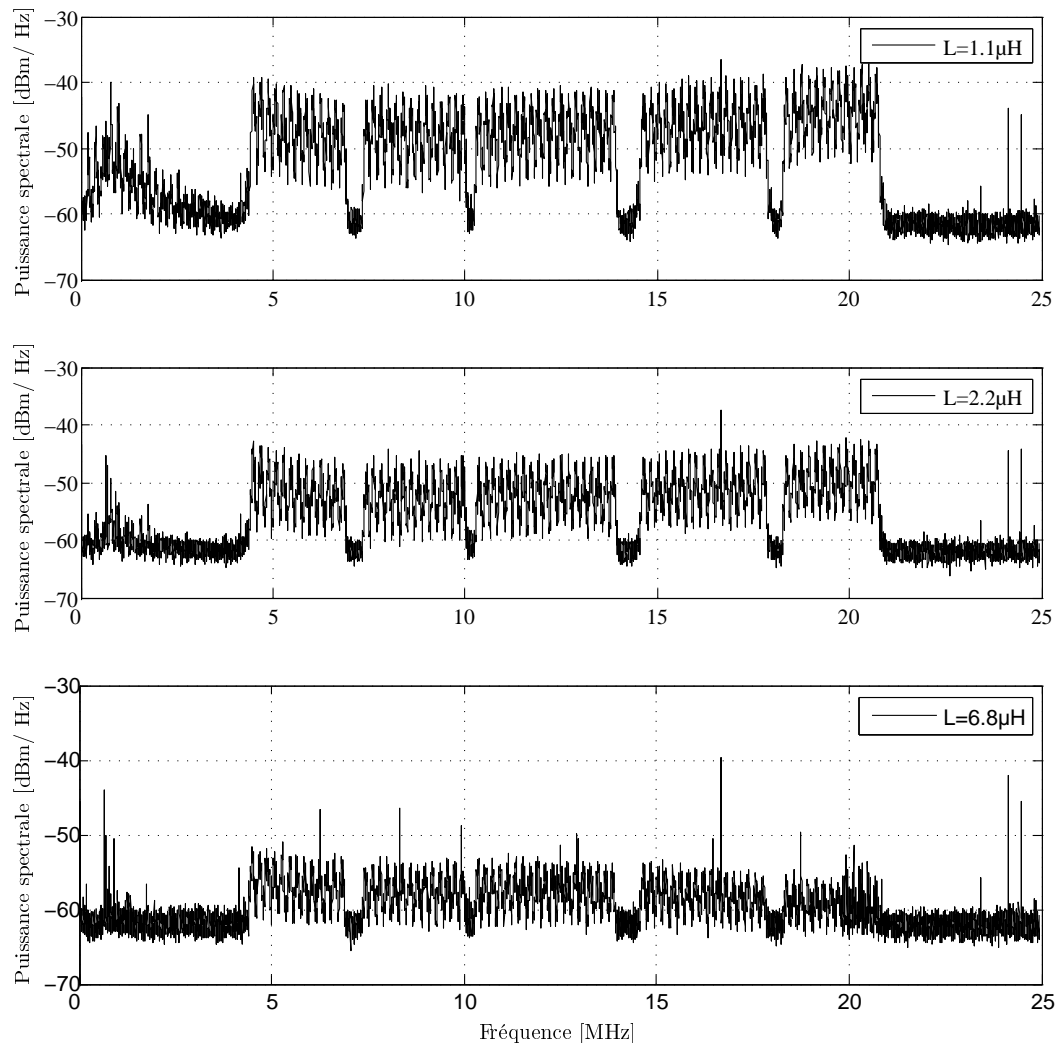


FIG. 4.6: Mesures spectrales du signal Homeplug

4.2.2 Spécifications du modem SpiDCom

Le modem SpiDCom [81] présenté en figure 4.7 est un modem moins intégré [82], permettant des transmissions sur plusieurs types de supports. La carte de prototypage a aussi pour avantage d'être paramétrable. Lors de nos tests, nous pouvons donc activer par exemple certaines porteuses et choisir les ordres de modulations.

Ce modem utilise un standard propriétaire dont l'accès au médium est de type Token TCP/IP [83]. Pour pouvoir accéder au support, le modem maître fournit un jeton aux différents esclaves. Si un modem souhaite transmettre des données, il envoie une requête au maître pour obtenir le jeton et ainsi il peut communiquer sur le réseau.

Le modem SpiDCom repose également sur la modulation OFDM. Sa bande de transmission occupe une bande comprise entre $[2 - 30\text{MHz}]$. Ce spectre est subdivisé en 7 sous bandes équivalentes de 128 sous-porteuses. Par rapport au précédent modem, il adapte ses modulations en fonction de la qualité du canal en réalisant du bit loading, mécanisme utilisé en xDSL. Lorsque le canal possède un SNR suffisant grand, il préconise une modulation à beaucoup d'états de constellation soit une QAM256. Mais lorsque celui-ci se dégrade fortement il choisit une modulation de type BPSK (tableau 4.9).

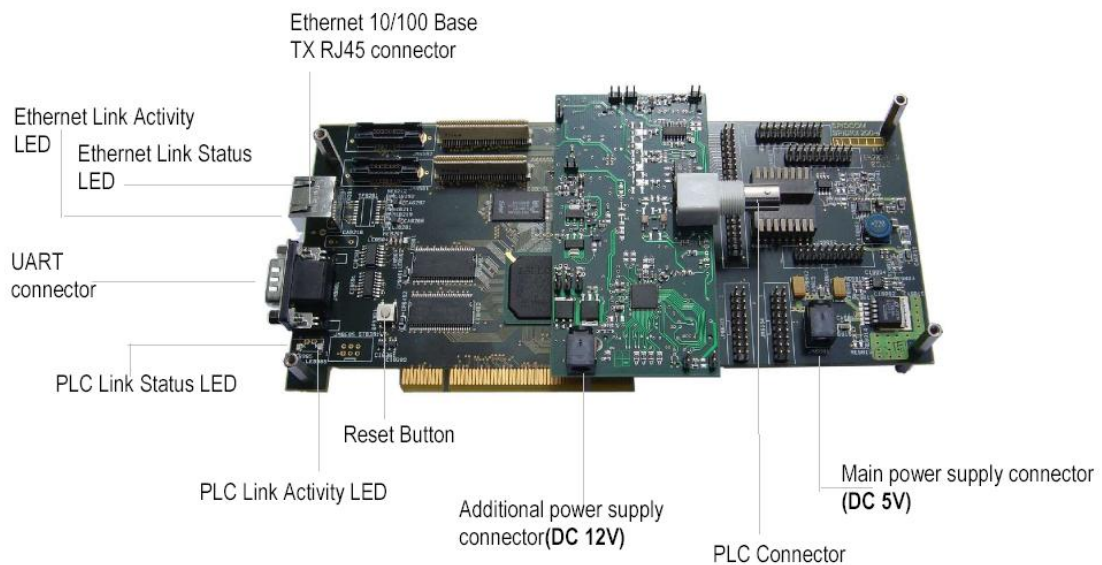


FIG. 4.7: Modem de test SpiDCom

Néanmoins, il peut respecter la norme Homeplug suivant la configuration des paramètres choisis. La figure 4.8 représente le spectre OFDM du modem. Sur la figure, nous pouvons voir les 7 bandes utilisées pour la transmission.

MODULATION	OFDM 1024sp (896 sp utiles)
MAPPING	BPSK - QAM256
DÉBIT MAX	224 Mbit/s
BANDE DE FRÉQUENCE	2 - 30 MHz
FEC	convolutif + Reed Solomon
ACCÈS	CSMA/CA, TDMA

TAB. 4.4: Caractéristiques fonctionnelles du modem SpiDCom

Il est à noter que nous pouvons aussi éteindre ou sélectionner un type de modulation pour chaque sous porteuse ce qui permet de rendre conforme le modem vis à vis de la norme CEM et de paramétrer la puissance.

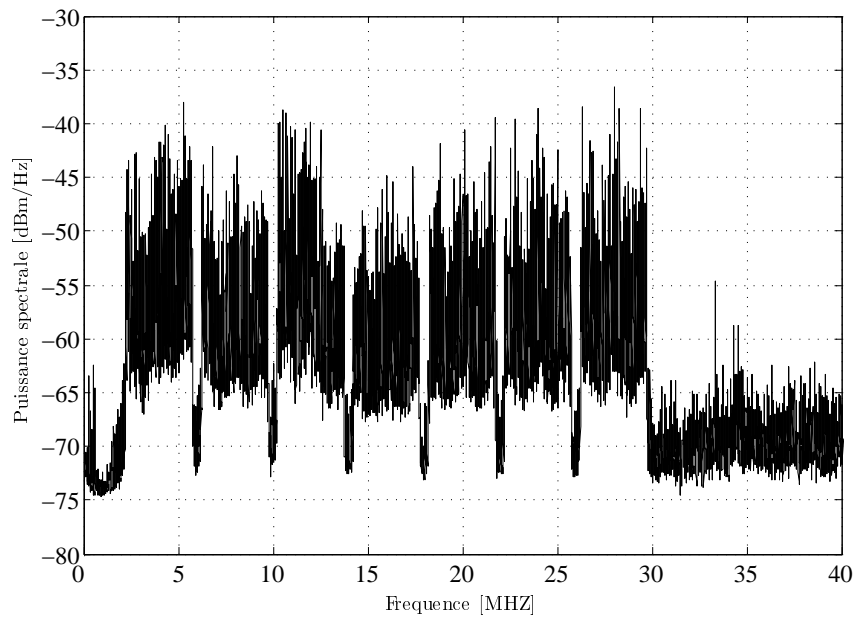


FIG. 4.8: *Mesures spectrales de sortie du modem SpiDCom*

Pour les expérimentations, il a été nécessaire d'alimenter les modems par l'intermédiaire d'une source extérieure. Cette carte n'étant pas adaptée pour fonctionner en embarqué, sa consommation provoquait au sein du véhicule des appels de courant trop importants. De ce fait, nous ne pouvions pas les utiliser directement connectés au faisceau électrique. La photo 4.9 présente le système employé pour la communication CPL via les modems SpiDCom.

Pour le paramétrage du modem, un ensemble de logiciels est fourni pour pouvoir visualiser les spectres et modulations employées pour la transmission et régler le niveau de puissance d'émission du signal. La figure 4.10 présente une des interfaces de l'outil.

Le premier graphe présente le spectre OFDM du signal transmis par les modems SpiDCom et la puissance associée en fonction des sous-porteuses. Le second graphe détaille le niveau de bruit. Les valeurs numériques indiquées sur ce graphique n'ont qu'une relative signification mais renseignent des erreurs de constellation présentes sur chaque sous porteuses, plus la valeur est élevée plus le signal est dégradé. Les deux derniers graphiques présentent les modulations utilisées pour la transmission et la réception des données.

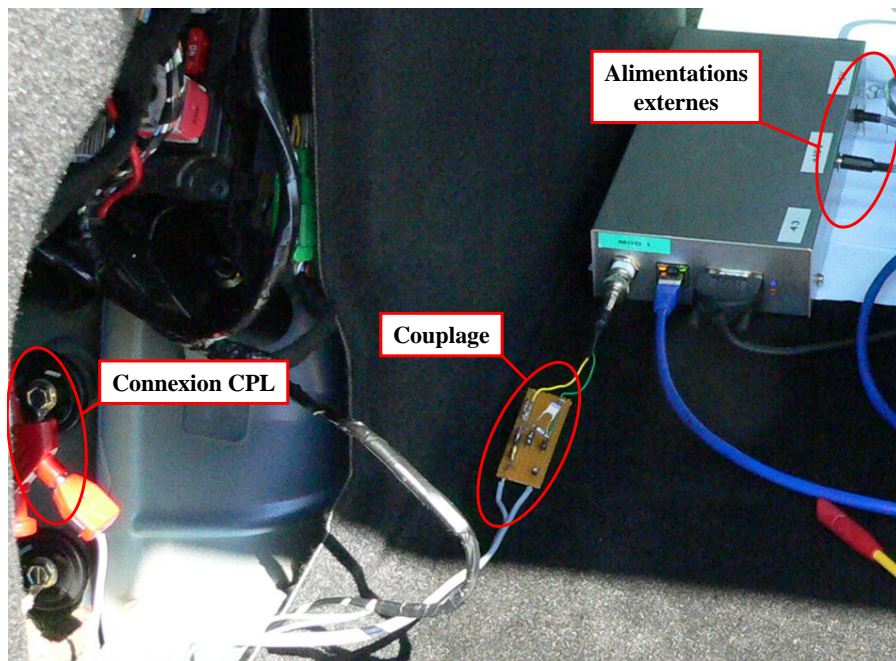


FIG. 4.9: Banc de test du modem SpiDCom

4.3 Mesures expérimentales

Dans cette section, nous allons présenter les différentes performances des deux modems. Une classification des organes les plus contraignants sera décrite. Dans la première partie, nous nous intéresserons aux performances du modem LEA en terme de débit et robustesse vis à vis des brouilleurs. La seconde partie concernera les tests du second modem SpiDCom.

4.3.1 Modem LEA

4.3.1.1 Mesure de débit

La figure 4.11 présente les différents points choisis pour les tests en débit. Dans certaines configurations, nous sommes en présence de trajets directs comme la configuration $A - B$ ou $D - E$ ou indirects pour les autres points de tests.

De manière à rendre plus aisée la compréhension des points de tests choisis, la figure 4.12 détaille la position des modems CPL.

Nous avons utilisé l'outil iperf [84] qui permet de mesurer les débits utiles transmis entre les deux modems, mais aussi de paramétrer le type de transfert UDP/TCP [85].

Suite aux différents tests menés, nous pouvons déjà conclure quant aux performances de la modulation. Si nous communiquons en mode direct, le modem réagit bien vis-à-vis des brouilleurs. Ce résultat confirme les résultats obtenus en simulation en présence d'un canal n'ayant pas de bifurcations.

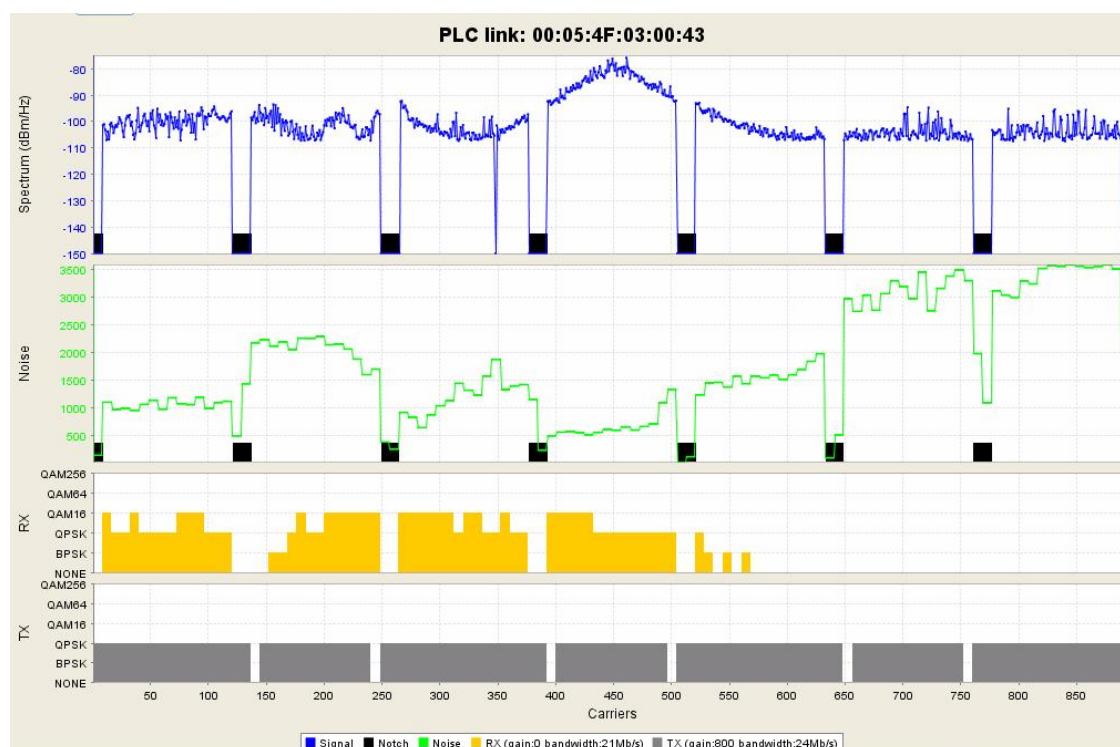


FIG. 4.10: Logiciel de paramétrage des modems SpiDCom

Trajet	Débit mesuré
direct	
A => B	≈ 80 Ko / s
D => E	> 130 Ko / s
indirect	
A => E	Non stable, perte de connexion
A => D	//

TAB. 4.5: Débit obtenu par les modems LEA

Par contre, si on utilise ces modems dans le cas indirect, la transmission montre ses faiblesses. Il est noté que dans cette configuration la bande de cohérence est beaucoup plus faible que précédemment. Sachant que ces modems n'utilisent pas d'égalisation de canal et ont un espacement inter-porteuses de 156kHz , les modems auront des difficultés à communiquer. Ce résultat a été justifié en simulation, présenté dans le chapitre précédent.

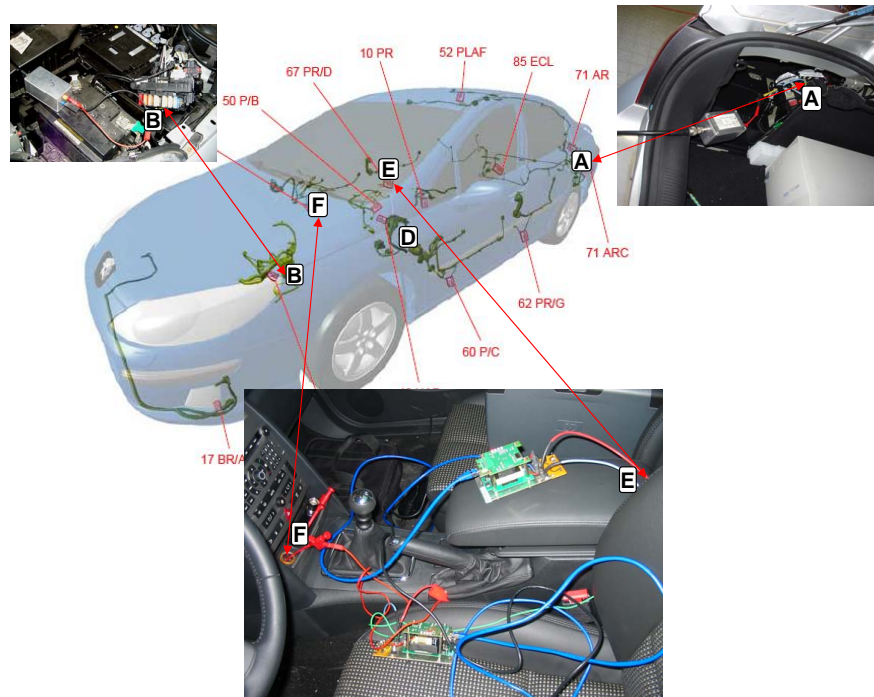


FIG. 4.11: Points de mesures

Nous remarquons que les débits mesurés sont beaucoup plus faibles par rapport à ceux indiqués théoriquement environ 1 Mo/s. Ceci peut déjà se justifier par l'ajout du filtrage qui détériore le spectre dans les basses fréquences. Nous pouvons aussi ajouter que les connexions au niveau du faisceau électrique ne sont pas optimales et génèrent des réflexions et atténuations sur la transmission.

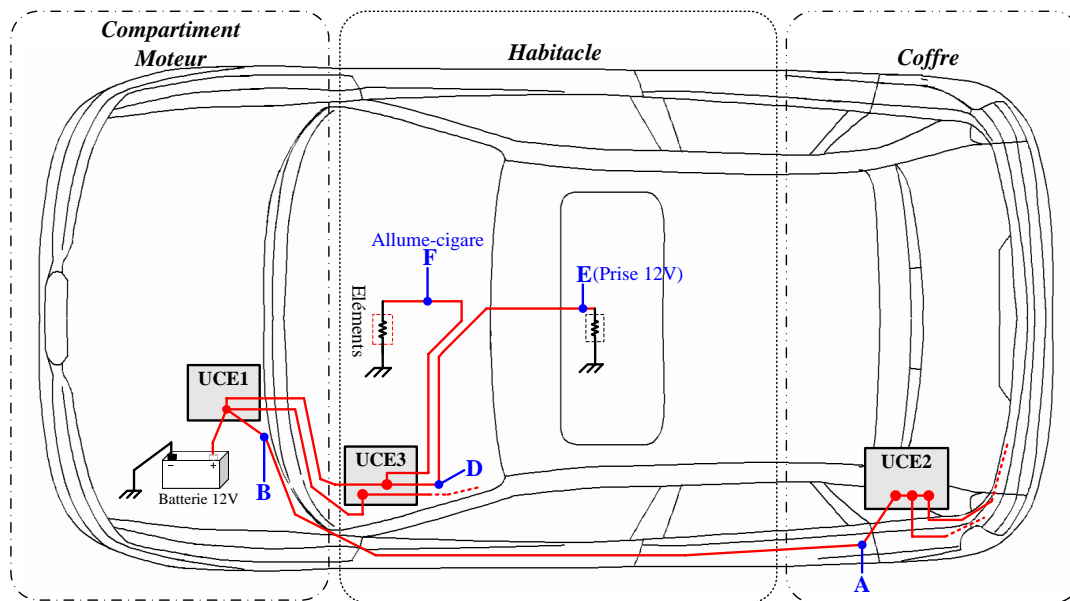
En mode direct, les modulations employées par ce modem sont suffisantes même en l'absence d'estimation et égalisation de canal. Cependant si nous l'utilisons en mode indirect, ce standard est insuffisant.

4.3.1.2 Mesures en présence de bruits

Nous avons mené plusieurs campagnes de mesures pour connaître les performances et différences des deux modems.

Une première série de mesures nous a permis de classer les différents éléments qui peuvent détériorer la transmission. Ces mesures ont été réalisées sur une Citroën C5.

Le tableau 4.6 recense les organes activités lors de transmissions CPL dans le véhicule. Dans le cas du freinage activé, nous remarquons une chute importante de débit. Cet effet est le résultat de l'alimentation des ampoules arrière. Dans notre test, les modems étaient proches des ampoules qui génèrent une faible impédance et par conséquence une chute de tension importante et un court-circuitage du signal modulé occasionnant cette chute importante du débit. Par ailleurs, le démarreur ou les buzzers de



Trajet sans bifurcation (direct):

Trajet A-B : longueur de 7m entre l'UCE2 (coffre) et un fusible de batterie (moteur)

Trajet D-E : longueur de l'ordre de 2 à 3m entre l'UCE3 (habitacle) et la prise 12V (habitacle)

Trajet avec bifurcations (indirect):

Trajet A-D : entre l'UCE2 (coffre) et l'UCE3 (habitacle)

Trajet A-E : entre l'UCE2 (coffre) et la prise 12V (habitacle)

Trajet A-F : entre l'UCE2 (coffre) et l'allume-cigare

FIG. 4.12: Implantations des points de tests

radar de recul provoquent des chutes de débits liées à la génération de bruits impulsifs sur le réseau. D'autres mesures ont été menées sur une Peugeot 407 et nous avons obtenu quasiment les mêmes résultats.

Les différences sont apparues pour le freinage et les buzzers de radar de recul. Lors de l'activation des freins, les phénomènes décrits précédemment ont disparu parce que les modems avaient une longueur suffisante de fil permettant d'augmenter l'impédance et ainsi atténuer l'effet de l'alimentation des lampes arrière. Concernant les buzzers de radar de recul étant remplacé par les haut-parleurs du véhicule, la génération de bruits impulsifs a disparu permettant une continuité de la transmission. Ces différences proviennent de l'évolution du faisceau électrique entre les deux voitures.

Toutefois lors de la mise en fonctionnement des divers organes du véhicule, nous pouvons affirmer que la modulation OFDM associée à du codage conserve une bonne robustesse vis-à-vis de ces brouilleurs.

	Bruits	Influence sur la transmission	Niveau critique
Freinage	Impulsif	Perte de trames	*****
Klaxon	Impulsif	Perte moy mais compensée	*****
Vitres	Impulsif + blanc	--- compensée	***
Clignotants	impulsif	--- compensée	**
Rétroviseur	Impulsif + blanc	--- compensée	***
Warning	impulsif	--- compensée	***
Essuie glace	Impulsif + blanc	Chute de débit	*****
Démarrreur	Impulsif + blanc	Perte de trames	*****
Radar	impulsif	Chute imp => chgt modulation	*****

TAB. 4.6: Classifications des organes influençant la transmission des modems LEA

4.3.2 Modem SpiDCom

4.3.2.1 Mesure de débit

Nous avons testé les modems SpiDCom selon les mêmes configurations que les modems LEA en TCP/IP. La transmission est réalisée en mode commun via une capacité connectée au faisceau électrique de la Peugeot 407. Une difficulté est apparue par rapport aux mesures sur la Citroën C5. La Peugeot 407 contrôle en permanence le réseau électrique et lorsque la consommation semble trop importante, des relais coupent l'alimentation de ce circuit ce qui a nécessité d'employer une alimentation externe pour au moins un modem SpiDCom lié à sa consommation. Un autre inconvénient apparaît lié toujours au contrôle de certains organes. Au bout d'une certaine durée, le système peut décider d'éteindre l'alimentation pour économiser la consommation et provoque l'extinction de l'alimentation du modem s'il est auto-alimenté mais aussi de couper la transmission. Ces difficultés ne sont pas apparues que sur la Citroën, qui est un modèle moins récent et qui a une architecture électrique différente.

Le tableau 4.7 récapitule les résultats obtenus.

Les taux de transfert sont plus élevés que ceux des modems LEA. Il en résulte que le modem SpiDCom peut employer des modulations allant jusqu'à la QAM256 et que le modem LEA est bridé à une DQPSK.

Par ailleurs, nous remarquons aussi que les modems SpiDCom peuvent transmettre même en présence de bifurcations. Ceci se justifie puisque le modem utilise une égalisation de canal d'une part et ses espacements interporteuses (Δf) sont beaucoup plus faibles que ceux des modems LEA, de l'ordre de 36kHz d'autre part. Cette valeur, étant inférieure à la bande de cohérence du canal en indirect, justifie la possibilité de commu-

Trajet	Débit mesuré
direct	
A => B	> 620 Ko / s
D => E	1.03 Mo / s
indirect	
A => E	70 Ko / s
A => D	90 Ko / s

TAB. 4.7: Débit obtenu par les modems SpiDCom

niqner, associée au bit loading ça le rend robuste vis-à-vis des fluctuations de ce canal présentant des bifurcations. En simulation, ce fonctionnement est confirmé même en l'absence de bit loading.

4.3.2.2 Mesures en présence de bruits

Vis-à-vis des premiers résultats, nous nous sommes intéressés aux organes pouvant perturber les transmissions. Le tableau 4.8 recense les organes activés lors de la transmission CPL dans la Peugeot 407.

	Bruits	Influence sur la transmission	Niveau critique
Freinage	Impulsif	---- compensée	*
Vitres	Impulsif + blanc	---- compensée	*
Clignotants	Impulsif	---- compensée	*
Rétroviseur	Impulsif + blanc	---- compensée	*
Warning	Impulsif	---- compensée	*
Essuie glace	Impulsif + blanc	Perte de trames	***
Démarrreur	Impulsif + blanc	Perte de trames	*****
Accélération	Impulsif + blanc	Chute de débit	*****

TAB. 4.8: Classifications des organes influençant la transmission des modems SpiDCom

Lors de ces tests, peu d'organes ont gêné la transmission. Nous avons observé une diminution peu significative du débit lors des accélérations du moteur provoquant des impulsions sur le réseau. De manière générale, le modem SpiDCom ne semble pas être

perturbé par les mises en fonctionnement des organes dans le véhicule. Les tests ont été seulement réalisés sur une Peugeot 407. Il aurait été intéressant de les tester sur la Citroën C5 pour connaître leurs comportements en présence des buzzers de radar de recul et de la faible impédance liée à l'allumage des lampes lors d'un freinage.

Pour conclure, la modulation OFDM associée au bit loading et à une égalisation semble être très prometteuse et robuste vis-à-vis des brouilleurs présents sur le faisceau électrique et est capable de transmettre des données en présence de bifurcations.

4.4 Adaptation du CPL au protocole CAN

4.4.1 Présentation du système mise en œuvre

À la suite des diverses expérimentations et mesures, nous avons étudié la possible cohabitation entre les protocoles CPL et CAN. Ces travaux ont été menés dans le cadre d'un bureau d'étude de 5^e année d'élèves ingénieurs et du stage de Jonathan Gabon [15].

Actuellement dans les véhicules, plusieurs formats protocolaires existent tels que le FlexRay, le CAN, le LIN. . .

Le protocole CAN est aujourd'hui répandu chez les équipementiers automobile. Il permet aux contrôleurs, capteurs et actionneurs de communiquer entre eux en différentiel à un débit pouvant atteindre jusqu'à 1 Mbit/s.

Dans le cadre de cette étude, des solutions CAN sont déjà présentes localement au niveau des contrôleurs et actionneurs commandant l'ABS, le réglage des assiettes, des rétroviseurs, le contrôle régime du moteur. . .

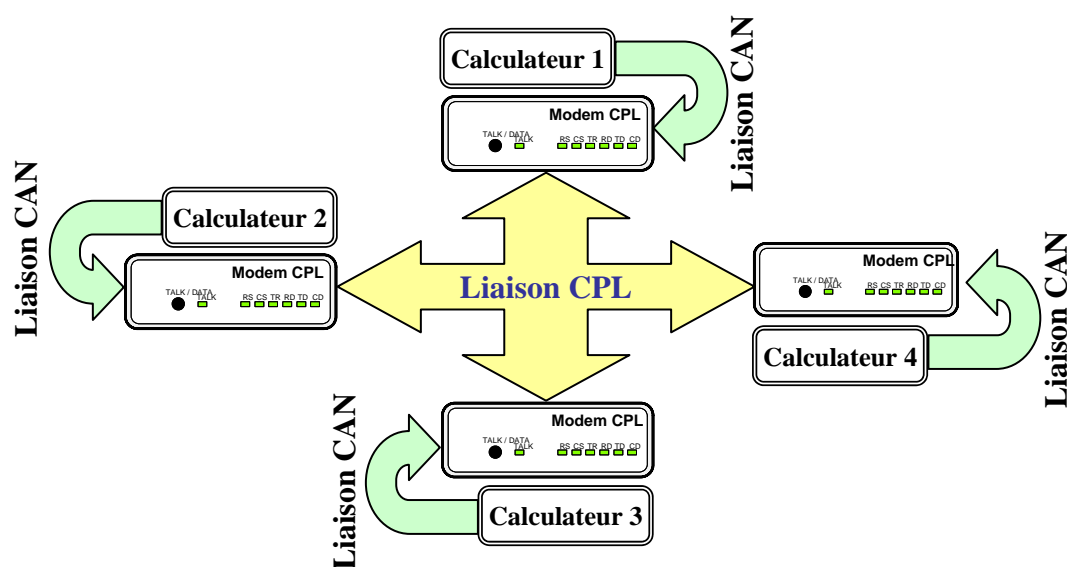


FIG. 4.13: Architecture visée pour les transmissions intra-véhicule

Pour notre part, l'étude innove son utilisation en l'appliquant à un bus CPL, fonctionnant sous un flux TCP/IP pour communiquer entre les modules positionnés à l'arrière et à l'avant de la voiture. Cette liaison est réalisée à l'aide des deux modems SpiDCom.

Au vue de ces 2 éléments, il faut que des trames de type CAN circulent sur un support CPL, encapsulées dans une trame IP afin d'être ensuite propagées sur chaque contrôleur. En effet, il faut qu'en début et en bout de chaîne les données soient sous forme de trames CAN afin d'être comprises par les différents éléments du véhicule. Ces trames CAN doivent aussi pouvoir être transmises via les modems SpiDCom donc sous forme de trames *EtherNet* encapsulant de l'IP. Il en résulte qu'une adaptation de ces trames

est nécessaire, afin de pouvoir parcourir la chaîne de transmission représentée par la figure 4.13 dans son intégralité.

4.4.2 Description des protocoles

4.4.2.1 Protocole IP

IP est l'acronyme de "Internet Protocol", il est défini dans la RFC 791. Les données qui franchissent la couche IP, alias couche Internet, sont appelées "datagramme IP", datagramme Internet.

La figure 4.14 présente le format d'une trame IP.

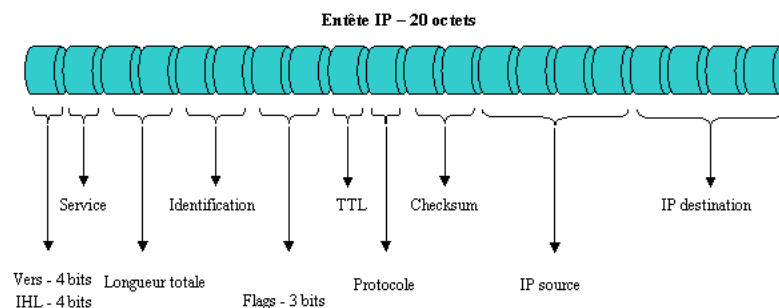


FIG. 4.14: Format de l'entête de la trame IP

Pour transmettre correctement un paquet, et pour déterminer le destinataire, le protocole IP repose principalement sur 2 champs :

- Le champ adresse IP : adresse de la machine
- Le champ masque de sous-réseau (subnet mask) : un masque de sous-réseau permet au protocole IP de déterminer la partie de l'adresse IP qui concerne le réseau
- Le champ passerelle par défaut

Les données circulent sur Internet sous forme de paquets ou trames. Les paquets sont des données encapsulées, c'est-à-dire des données auxquelles on a ajouté des en-têtes correspondant à des informations sur leur transport (champs adresse IP destination et masque de sous-réseau par exemple).

La taille maximale d'un datagramme dépend du support physique, c'est le MTU ("Maximum Transfert Unit"). Voici quelques caractéristiques du protocole IP :

- IP ne donne aucune garantie quant au bon acheminement des données qu'il envoie. Il n'entretient aucun dialogue avec une autre couche IP distante, on dit aussi qu'il délivre les datagrammes "au mieux".
- Chaque datagramme est géré indépendamment des autres datagrammes même au sein du transfert des octets d'un même fichier. Cela signifie que les datagrammes peuvent être mélangés, dupliqués, perdus ou altérés ! Ces problèmes ne sont pas détectés par IP et donc il ne peut en informer la couche de transport.

- Sur la figure 4.14 les bits les plus significatifs de chaque mot de quatre octets sont à gauche (31. . .). Ils sont d'ailleurs transmis sur le réseau dans cet ordre, c'est un standard, c'est le "Network Byte Order".

Intéressons nous à la figure 4.14, les différents champs de cette trame sont décrits ci-après :

VERS Le champ version est codé sur 4 bits (4 actuellement). Il représente le numéro de version du protocole IP. Il permet aux piles IP réceptionnant la trame de vérifier le format et d'interpréter correctement la suite du paquet.

IHL IHL signifie "Internet header length". Ce champ est codé sur 4 bits et représente la longueur en mots de 32 bits de l'entête IP. Par défaut, il est égal à 5 (20 octets)

TOTAL LENGTH Le champ Longueur totale est codé sur 16 bits et représente la longueur du paquet incluant l'entête IP et les Data associées.

SERVICE Le champs service "Type Of Service" est codé sur 8 bits, il permet la gestion d'une qualité de service traitée directement en couche 3 du modèle OSI.

IDENTIFICATION, FLAGS et POSITION FRAGMENT Ces mots sont prévus pour contrôler la fragmentation des datagrammes. Les données sont fragmentées car les datagrammes peuvent avoir à traverser des réseaux avec des MTU plus petits que celui du premier support physique employé.

TTL Le champ TTL ("Time To Live") est codé sur 8 bits et indique la durée de vie maximale du paquet. Il représente la durée de vie en seconde du paquet. Si le TTL arrive à 0, alors l'équipement qui possède le paquet, le détruira.

PROTOCOL 8 bits pour identifier le format et le contenu des données. Il permet à l'IP d'adresser les données extraites à l'une ou l'autre des couches de transport (ICMP :1, IGMP :2, TCP :6, UDP :17)

HEADER CHECKSUM Ce champ contient une valeur codée sur 16 bits qui permet de contrôler l'intégrité de l'en-tête afin de déterminer si celui-ci n'a pas été altéré pendant la transmission.

IP source Le champ IP source est codé sur 32 bits et représente l'adresse IP source ou de réponse.

L'entête de la trame IP a une taille de 20 octets. Si nous la comparons à celle du protocole CAN (11 bits), qui sera décrit dans la partie suivante, cela génère un fort overhead. De manière générale, nous sommes confrontés à des délais d'attente importants et l'application ne fonctionne plus en temps réel. Le lien CAN ne peut plus gérer son identifiant mais aussi son acquittement. Ces inconvénients doivent nécessiter l'emploi de liens wip pour la transmission de l'identifiant CAN et l'acquittement qui n'ont pas fait l'objet d'une étude actuellement.

4.4.2.2 Protocole CAN

Pour des raisons de coût et de mise en œuvre, la couche physique du protocole CAN [12,4] est simple. Le bus CAN possède des propriétés qui le rendent apte à supporter les communications selon le protocole d'accès CSMA/CR. Dans le cadre des communications courant porteur le support n'est pas le même, et surtout les modulations sont différentes, elles sont adaptées au canal de propagation. En effet on passe de communications en bande de base de type code en ligne à des communications avec porteuses ou multi-porteuses, de type OFDM, FSK, ou même de l'étalement de spectre par séquence directe.

La couche MAC représente le cœur du protocole CAN. Cette couche doit permettre d'effectuer les opérations d'encapsulation et désencapsulation des données, l'encodage des trames, les détections d'erreurs, l'acquittement et la mise en série des bits. Elle permet de faire le lien avec la couche physique. Actuellement, un média supportant une communication CAN doit être capable de :

- présenter des bits avec un "état dominant" l'état logique 0, et l'"état récessif" l'état logique 1,
- renvoyer un état récessif si un nœud émet un bit récessif ou si il y a absence de transmission,
- permettre un accès à 1 Mbit/s.

La probabilité d'erreur introduite par le médium doit être inférieure à $P_e = 10^{-7}$. La durée du bit T_{bit} est définie par les retards dus au support physique [4], et renseigne le contrôleur de protocole sur la position du point d'échantillonnage, la synchronisation des stations et la compensation des retards de propagation. Ces paramètres sont critiques pour le bon fonctionnement du réseau CAN. La couche physique a été définie pour les pilotes de lignes (receivers/transceivers) de telle sorte que les moyens de transport puissent être optimisés en fonction des applications. La CIA propose des standards sur son site web [86].

Les trames qui transitent sur le bus de communication CAN sont de quatre types. Les trames de données (*data frame*) qui transportent des informations d'un capteur vers un ordinateur par exemple. Les trames de requête (*remote frame*) qui servent à réclamer une information. Les trames d'erreur (*error frame*) qui sont transmises par toute station détectant des erreurs sur elles-mêmes. Les trames de surcharge (*overload frame*) sont des trames utilisées pour demander un laps de temps supplémentaire entre une requête et l'envoi des données. Toutes ces trames sont espacées par un temps d'intertrame, sauf dans les cas particuliers de collisions ou de dysfonctionnement.

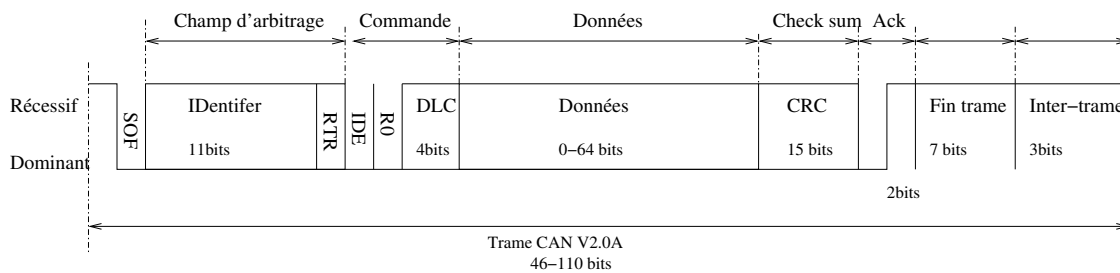


FIG. 4.15: Format de la trame CAN V2.0A

Les différents champs de la trame sont :

SOF (Start Of Frame) : C'est le bit de départ de la trame, il sert également à la synchronisation matériel.

ID (Identifieur) : C'est le champ d'identification et d'arbitrage du nœud, il contient 11bits en version CAN 2.0A et 29 en CAN 2.0B.

RTR (Remote Transmission Request) : Ce champ définit le type de la trame (requête ou données). 1bit

IDE (Identifieur Extended) : Si ce bit est à l'état "1", cela signifie que la zone d'arbitrage contient 29bits.

R0 : Réserve pour des extensions futures.

DLC (Data Length Code) : Elle donne la taille des données transportées.

Data : Champ de données. 0-64bits

CRC (Cyclic Redundancy Code) : Ce champ est un code cyclique de 15bits pour les détections d'erreur.

ACK (ACKnowledge) : C'est un champ d'acquiescement dans la trame. il est de 2bits.

EOF (End of Frame) : Champ de fin de trame.

4.4.3 Mise en œuvre de la solution

4.4.3.1 Première solution

Face à ce problème, il faut donc trouver une solution permettant d'encapsuler les trames CAN à l'intérieur des paquets IP. La solution la plus appropriée semble être de transmettre la trame CAN à l'intérieur même du paquet IP, c'est-à-dire de fournir au modem la trame CAN. A l'autre extrémité le second modem récupère alors la partie utile du paquet IP, dans notre cas la trame CAN, qui peut être ensuite envoyée au ordinateur concerné. Il faut donc concevoir un bridge permettant cette juxtaposition. Cependant, cette solution engendre un problème majeur puisque le protocole CAN possède un champ "acquiescement". Durant une transmission CAN, il est nécessaire que les récepteurs du message confirment à l'émetteur que la trame leur est bien parvenue. Cette confirmation se fait grâce au champ d'acquiescement.

Le champ d'acquittement possède 2 bits. La station émettrice de la trame laisse le bus libre pendant 2 coups d'horloge (ce qui correspond à l'émission de deux bits récessifs) et elle passe en mode réception pendant le premier coup d'horloge. Le premier bit correspond à l'acquittement par un des nœuds ayant reçu le message. Si aucune erreur n'a été détectée par un nœud (après calcul du CRC), ce dernier émet un bit dominant sinon il émet une trame d'erreur. La station émettrice du message original doit alors être capable de réagir en fonction de l'émission d'un bit dominant ou non par les autres stations sur le premier bit du champ d'acquittement. Le second bit est un bit délimiteur d'acquittement qui reste toujours récessif. Le fait d'intercaler des modems CPL rend cette procédure d'acquittement impossible. Avec une telle solution il faut alors forcer les valeurs des bits d'acquittement afin de pouvoir respecter le protocole CAN. Il en résulte qu'il est impossible pour l'émetteur de savoir si sa trame est arrivée à bon port ou s'il doit la ré-émettre. Cette solution n'a donc pas été retenue.

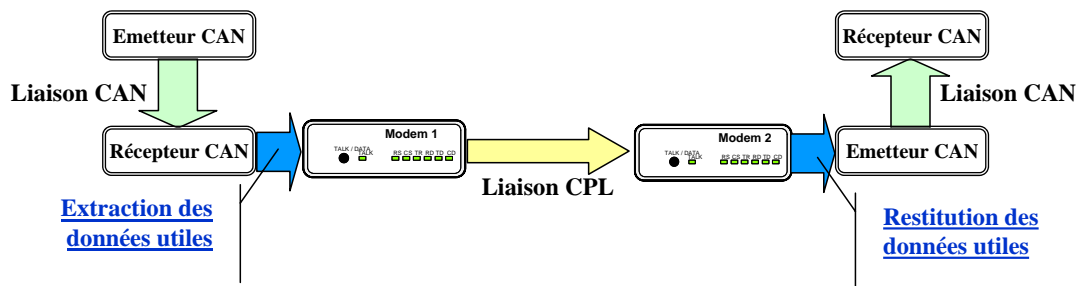


FIG. 4.16: Solution visée pour l'adaptation

La solution choisie met en œuvre plus de contrôleurs CAN mais a l'avantage de conserver le mécanisme d'acquittement. Il s'agit de placer un récepteur CAN avant la liaison CPL et de placer un émetteur CAN après cette dernière. Ainsi, on réalise deux transmissions CAN basiques en amont et en aval de la transmission IP. La figure 4.16 détaille brièvement cette architecture.

4.4.3.2 Deuxième solution

Pour illustrer la solution mise en œuvre, la figure 4.17 détaille le cheminement des données et leurs formats.

Dans un premier temps, nous avons souhaité émettre et recevoir des trames CAN dans l'optique de pouvoir ensuite transmettre les données récupérées à des paquets IP. Pour ce faire, nous disposons des cartes CAN qui permettent l'émission et la réception du CAN et d'une interface compacte PCI-CAN constituée par une carte PCI du côté client et serveur.

Afin d'extraire les trames de données en amont des modems IP et de les restituer en aval de ces derniers, on utilise un programme codé en C auquel on fournit les bibliothèques

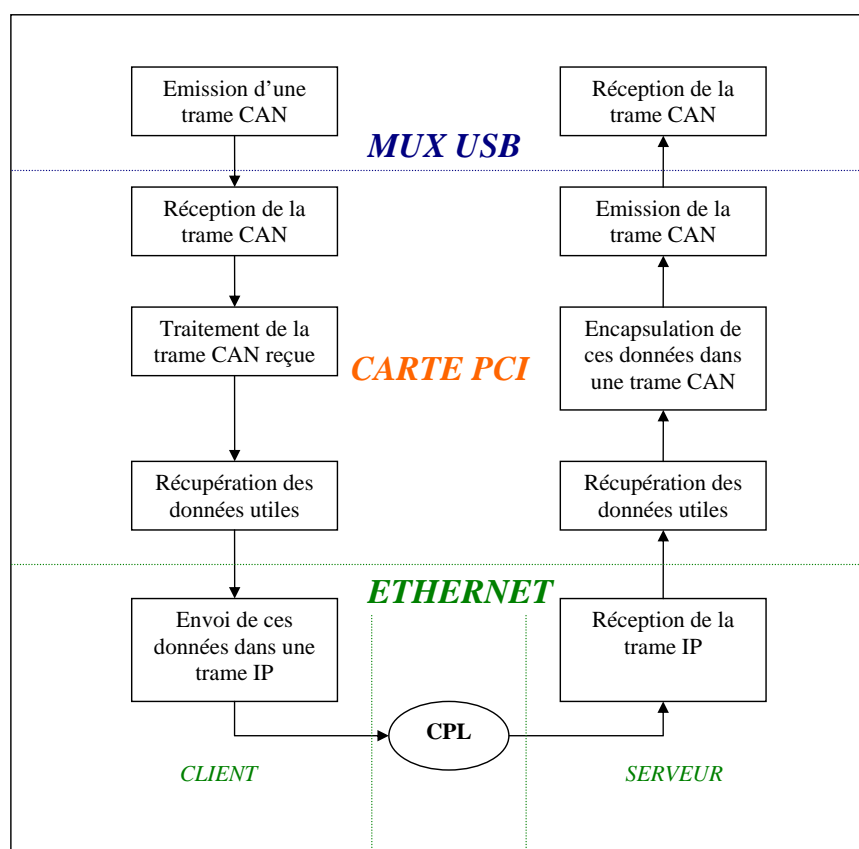


FIG. 4.17: Schéma de transmission réalisée

de fonctions codées pour gérer la carte PCI. Dans ces librairies, on utilise la fonction CAN_{send} qui permet d'envoyer une trame CAN à un débit donné et la fonction CAN_{read} qui gère la réception des trames et renvoie les données utiles. Au niveau, du récepteur CAN de la première carte PCI, on exécute un CAN_{read} afin de récupérer la trame. Cette trame est alors stockée dans un tableau au format ASCII.

Ensuite, la transmission est réalisée en TCP/IP via les modems CPL. Pour transmettre les données, il faut suivre un mécanisme client/serveur et encapsuler les données utiles CAN provenant du tableau.

De l'autre côté du modem, il faut renvoyer les données dans une trame CAN. Pour ce faire, on effectue un CAN_{send} à partir des données récupérées en sortie du modem CPL/homeplug. Les données à envoyer sont stockées dans le tableau $data_{send}$ au format ASCII et transmises case par case. Au final, le stockage dans ces tableaux permet de chaîner le CAN et l'IP en ne récupérant à chaque fois que les données utiles des trames transmises.

Un exemple concret de transmission est présenté en **annexe 1** pour visualiser le cheminement de la transmission.

Pour conclure, nous avons réalisé une architecture permettant d'utiliser en série des protocoles CAN et IP. Cette solution doit pouvoir être portée en pratique sur les modems CPL/homeplug de chez SPIDCOM fonctionnant en flux TCP/IP. Ainsi on peut réaliser des transmissions haut débit au sein du véhicule tout en fournissant à chaque élément en bout de chaîne des trames au format CAN. Le système mis en œuvre permet une communication half duplex et l'objectif final sera de gérer le full duplex.

4.5 Réalisation industrielle

4.5.1 Description du démonstrateur

Dans le cadre de ce projet, Valeo et SpiDCom ont développé en partenariat une application CPL haut débit pour l'aide au stationnement. Les solutions actuelles emploient des paires torsadées blindées pour la transmission d'image (30 images/s), associées à une liaison bas-débit (réseau de type LIN) et une alimentation 12V.

L'intérêt du CPL va être de s'affranchir du câble blindé. La figure 4.18 décrit la modification apportée par l'utilisation du CPL.

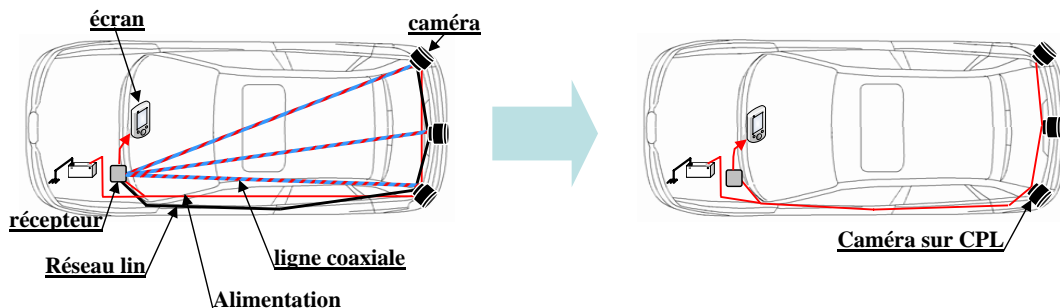


FIG. 4.18: Description du système CPL embarqué

Le modem est une maquette développée sur la base de FPGA pour la phase de développement présenté sur la photo 4.19. À terme, ce modem donnera lieu à un ASIC.

Le système de transmission vidéo par CPL comprend dans son ensemble, un module maître (écran) et un ou plusieurs modules esclaves (caméra). Le module maître (photo 4.20) permet de sélectionner la caméra, récupérer l'information vidéo provenant de celle-ci et l'afficher sur écran. Pour les modules esclaves, ils doivent gérer le capteur CMOS et transmettre l'information vidéo par CPL sur demande du module maître.

Pour la partie transmission CPL, le driver doit gérer deux réseaux :

- le transfert haut-débit pour la vidéo (flux des caméras vers l'écran)
- la communication bas-débit, full-duplex, pour sélectionner et configurer la caméra



FIG. 4.19: Modem CPL sur FPGA

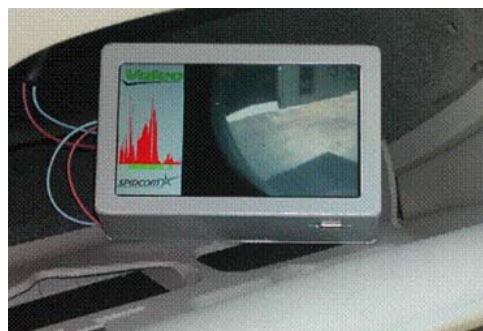


FIG. 4.20: Ecran de reception vidéo et contrôle des caméras

4.5.2 Description de la couche physique du modem

Les modems CPL utilisent la modulation multi-porteuses. La plage de fréquence s'étale de 2 à 30 MHz. La configuration utilise une modulation OFDM de 128 sous-porteuses. Seulement 75% des sous-porteuses sont employées pour la transmission de données et modulées en 16QAM.

Une allocation dynamique des fréquences est mise en œuvre suivant l'état du canal. Si une ou plusieurs sous-porteuses sont atténuées ou détruites par un bruit, le système choisit d'autres sous-porteuses non utilisées pour la transmission suivant l'état du canal.

4.5.3 Implantation sur véhicule

Pour les tests, 3 caméras ont été intégrées sur une Citroën C5, présentées sur la photo 4.21. Lors de la mise en fonctionnement du système, la vidéo est récupérée sur un écran placé dans l'habitacle du véhicule.



FIG. 4.21: Intégration sur véhicule

L'écran permet de sélectionner les caméras pour la visualisation. On peut récupérer la vidéo venant d'une caméra ou 2 simultanément en scindant l'écran en 2. L'écran de contrôle est présenté sur la photo 4.22.



FIG. 4.22: Réception de la vidéo et affichage du spectre

4.5.4 Bilan

La solution de transmission vidéo par CPL permet d'atteindre des débits utiles élevés (50 Mbit/s). Elle a pour avantage de communiquer en mode commun (couplage capacitif).

Cette solution a été primée 2 fois :

- Trophée Innovation au salon Equip' Auto Paris en octobre 2005
- Trophée Innovation (catégorie "système") au salon Automechanika Munich en septembre 2006

4.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit les mesures et performances des 2 modems utilisés pour la transmission CPL. Le choix de la modulation est très important pour être capable de communiquer à des points particuliers dans le véhicule. Nous remarquons que le protocole Homeplug a montré ses faiblesses en présence de canaux de type indirect, ce qui a été vérifié dans le chapitre précédent, mais est suffisant pour les communications en l'absence de bifurcations. Pour remédier à ces inconvénients, le second modem, possédant un nombre important de sous porteuses associé à l'égalisation, est capable de communiquer entre deux points possédant une ou plusieurs bifurcations. Ces résultats démontrent que l'utilisation des CPL dans le domaine automobile peut être envisagée sur un faisceau non adapté à priori à cet effet.

Conclusion générale

Le travail mené durant cette thèse a permis d'étudier et d'évaluer le potentiel des techniques OFDM dans le cadre de la mise en œuvre d'un système de transmissions à haut-débit sur un faisceau électrique automobile.

La première partie de ce document a été consacrée à l'étude et la description des divers systèmes existants actuellement dans le monde automobile. Les grands principes des techniques de multiplexage, tels que le CAN, FLEXRAY ou bien encore le LIN ont d'abord été présentés au travers d'une synthèse bibliographique.

Dans cette même partie, nous avons présenté les techniques de transmissions CPL employées en INDOOR. Suite à cette brève présentation, nous nous sommes intéressés aux différentes études qui ont porté sur son utilisation dans le monde de l'embarqué.

Dans la seconde partie du document, nous nous sommes focalisés sur les caractéristiques du canal de propagation, à savoir le faisceau électrique.

Son étude a démontré que ce canal de transmission est sélectif en fréquence. Deux types de liaisons sont décrits, l'un dit direct et l'autre indirect. Connaissant ses caractéristiques, nous nous sommes intéressés aux formes d'ondes pouvant être employées pour la transmission CPL. Dans cette même partie, nous avons présenté les modulations pouvant être candidates à la communication : les techniques d'étalement de spectre, les modulations OFDM (y sont détaillées). Vis-à-vis de la caractéristique du canal de propagation, nous nous sommes portés sur l'utilisation des modulations multi-porteuses OFDM.

Dans la troisième partie, nous nous sommes attachés aux aspects simulation. Nous avons mis en avant la robustesse de la modulation OFDM en présence du canal de propagation en direct. L'étude du codage de canal et de l'entrelacement a permis de mettre en présence les erreurs paquets liées au canal. Par ailleurs, nous avons souhaité mettre en évidence les performances d'une telle modulation lors de communications en présence de bifurcations. Nous avons testé plusieurs tailles de FFT pour contrer les effets du canal.

Cette partie a permis ainsi de déterminer les choix de modulations à employer, la taille de la FFT suivant le positionnement des modems dans le véhicule.

Dans la dernière partie du document, nous nous sommes intéressés aux performances des modems employés spécifiquement dans le domaine INDOOR. Un ensemble de tests a permis de déterminer les débits pouvant être atteints mais aussi l'efficacité de la modulation en présence de différents brouilleurs générés par les organes présents dans le véhicule.

Nous pouvons déjà affirmer que la transmission CPL peut être employée dans le domaine automobile, mais surtout nous pouvons atteindre des débits relativement intéressants pour de futures applications. Certes, l'utilisation de tels modems n'est pas optimale mais démontre la faisabilité de la communication CPL.

Perspectives

Les perspectives de cette étude sont nombreuses et se situent dans le prolongement direct ou non des travaux déjà menés.

En premier lieu, notons que l'étude de la transmission CPL s'applique tout particulièrement à l'automobile mais peut être adaptée et étendue aux autres modes de transport tels que le ferroviaire, le naval, l'aéronautique . . .

Une connaissance précise des conditions de bruits permettrait en outre d'envisager une optimisation des fonctions de codage et d'entrelacement afin de rendre le système plus robuste face aux bruits impulsifs notamment. Des organes spécifiques de réjection de ces bruits impulsifs peuvent également être exploités, comme ceux proposés dans [87].

Concernant les systèmes de codage de canal, il pourrait être intéressant d'envisager l'emploi des turbo-codes voir des LDPC pour améliorer le pouvoir de correction d'erreurs, sachant que le dernier algorithme sera employé dans les futurs systèmes de transmission de la télévision numérique terrestre.

Par ailleurs, il serait aussi intéressant de s'arrêter sur les techniques d'allocation dynamique des ressources. Dans un premier temps, l'utilisation de la DMT (*Digital Multitone*) permettrait d'améliorer les débits et la correction d'erreur, sachant que cette technique permet de nous rapprocher de la capacité de *Shannon*. Il sera important de s'attarder sur les complexités des algorithmes d'allocation puisque leur mise en œuvre est gourmande en ressources de calcul. Des études ont déjà été menées dans [88] dans le cas de la DMT. Une seconde idée serait d'étudier les combinaisons de l'étalement de spectre et l'OFDM [89]. L'utilisation de l'étalement dans le domaine fréquentiel apporte une robustesse face aux brouilleurs présents sur le réseau et favorise la résistance aux bruits impulsifs, comme étudié dans [90].

De plus, il serait aussi intéressant d'étudier les systèmes SS-MC-MA (spread spectrum multicarrier multiple-access) [91]. Cette technique a été décrite et étudiée dans [68] pour les applications aux CPL outdoor.

D'autres perspectives pourraient être aussi envisagées. Actuellement, nous nous sommes focalisés sur les techniques de modulation, c'est à dire l'aspect transmission, mais il serait aussi intéressant de modifier les architectures du faisceau électrique du véhicule.

Si nous souhaitons conserver une modulation peu onéreuse, il sera nécessaire de modifier certains aspects du faisceau tels que le passage de batterie ou bien encore le nombre de bifurcations, la disposition des éléments, de la masse (châssis, fils) . . .

Pour illustrer cette idée, la figure 4.23 détaille le principe.

Le cas de gauche présente schématiquement et grossièrement l'architecture des faisceaux actuelle. Nous remarquons que les transmissions des modems entre eux sont soumises à un certain nombre de bifurcations qui irrémédiablement atténuent fortement le signal. Ceci nécessite d'utiliser une modulation relativement robuste et complexe vis-à-vis de ces atténuations. Une idée serait de positionner une alimentation centrale entre les modems haut débit présentée dans le cas 2. Ces modems seraient considérés comme maître et joueraient le rôle de transmetteurs vers les unités annexes mais aussi de répéteurs qui permettraient ainsi de ré-amplifier le signal modulé. Par cet intermédiaire, les

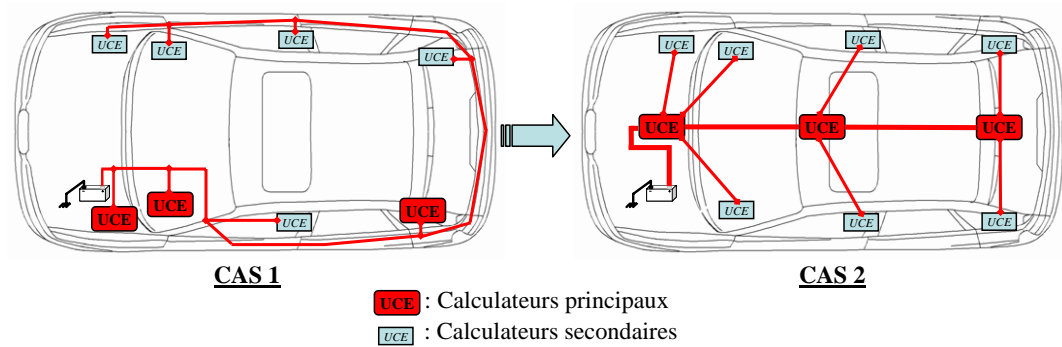


FIG. 4.23: Exemple d'amélioration de faisceau électrique

modules annexes emploieraient des modulations moins complexes puisque la transmission deviendrait une simple liaison point à point. Concernant les maîtres, leurs modulations seraient aussi simplifiées mais devraient être capables de transmettre à des débits élevés pour diminuer les latences et temps d'accès si deux esclaves souhaitaient communiquer.

Communications

Les différents travaux réalisés durant cette thèse nous ont conduit à la rédaction de différentes communications dont les références sont listées ci-après. Par ailleurs, j'ai contribué personnellement au sein du comité d'organisation des JNRDM 2006 dont quelques précisions sont données à la fin de cette partie.

Conférences Internationales avec Comité de Lecture et Actes

[1] F. NOUVEL, W. GOURET, G. EL ZEIN, *High Data Rate Network In Automotive Over Battery Power Lines*, The 5^e International Conference on ITS Telecommunications, Brest, France, Juin 2005

[2] W. GOURET, F. NOUVEL, G. EL ZEIN, *Adaptation d'un système Courant Porteur en Ligne aux normes CEM automobile*, 13^e Colloque International sur la Compatibilité Électromagnétique (CEM'2006), St Malo, France, Avril 2006

[3] W. GOURET, F. NOUVEL, G. EL ZEIN, *Additional Network Using Automotive Powerline Communication*, The 6^e International Conference on ITS Telecommunications, Chengdu, Chine, Juin 2006

[4] W. GOURET, F. NOUVEL, G. EL ZEIN, *Direct Current Powerline Communication in-vehicle car networking*, 2007 IEEE 65th Vehicular Technology Conference VTC2007-Spring, Dublin, Ireland, Avril 2007

[5] W. GOURET, F. NOUVEL, G. EL ZEIN, *High Data Rate Network Using Automotive Powerline Communication*, The 7^e International Conference on ITS Telecommunications, Nice, France, Juin 2007

[6] W. GOURET, F. NOUVEL, G. EL ZEIN, *Powerline Communication in-vehicle car networking*, EMC Europe Workshop 2007, Paris, France, Juin 2007

Communications nationales avec Actes

[7] W. GOURET, F. NOUVEL, G. EL ZEIN, *Transmission Haut Débit par Courant Porteur en Ligne en Embarqué*, 9^e Edition des Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique, Rennes, France, Mai 2006

Contribution au déroulement des JNRDM

La conférence JNRDM (Journées Nationales du Réseau Doctoral en Micro-électronique) est une conférence nationale organisée en FRANCE par les doctorants du domaine de la micro-électronique. En 2006, celle-ci s'est déroulée à Rennes sur le campus de Beaulieu. Le concept de cette conférence est de trouver des fonds auprès des écoles doctorales, des organismes publics et des industries afin de financer cette conférence qui prend en charge à 100% les frais des participants (transports, hébergement, inscriptions à la conférence, proceedings, ...).

Par conséquent, j'ai contribué au sein du comité d'organisation de cette conférence à différentes tâches permettant son bon déroulement. Outre le bon déroulement de cette conférence, ma contribution a été de participer à :

- l'élaboration du site Internet
- la réalisation du CD des actes de la conférence

- la réalisation de l’affiche
- la recherche de fonds auprès des industriels
- la responsabilité des transports des participants de la zone nord-est
- l’accueil des participants la veille de la conférence

Annexes

A.1 Transmission CPL-CAN : Exemple Pratique

Nous allons dans cette annexe décrire un exemple pratique de transmission de données muni de capture d'écrans en concordance avec la solution retenue dans le chapitre 4 ce qui correspond à une transmission CAN suivie d'une transmission IP et restitution des données CAN.

Tout d'abord, nous envoyons une trame ou les données telle que trame = 'ABC'. La transmission se fait suivant le protocole CAN en utilisant l'outil muxtrace.

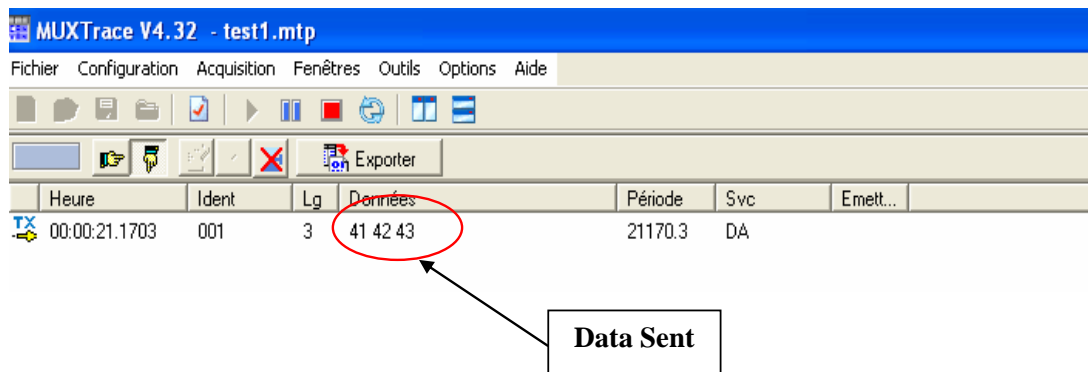


FIG. A.1: Trame ABC émise

La figure A.1 correspond à l'envoi de la trame CAN grâce à MUXtrace. On reçoit la trame CAN sur la carte PCI en effectuant un CAN_{read} .

La transmission IP doit donc être déclenchée automatiquement. Les sockets du côté client ainsi que du côté serveur doivent être opérationnelles.

A.1.1 Cas 1

Nous allons montrer le cas où la socket côté CLIENT n'est pas ouverte afin de démontrer que le programme codé gère aussi bien les erreurs.

```
Microsoft(R) Windows 98
(C)Copyright Microsoft Corp 1981-1999.

C:\WINDOWS>cd ..

C:\>testcan 3
test=3 net=0 id-1st=0 id-last=100 count=1
txbuf=10 rxbuf=100 txtout=1000 rxtout=5000 baudrate=4 testcount=-1
Duration= 3922 msec Can-Messages=1
RX-ID= 1 (0x00000001) len=3 dataCAN= 41 42 43 datarec 41 datarec 42 da
tarec 43 Tableau de data recupere ABC
Bonjour, vous etes du cote client.

WSAStartup : OK
socket : OK
setsockopt : OK
Desole, je n'ai pas pu ouvrir la session TCP : -1 10061
Desole, je n'ai pas envoyer les donnees du a l'erreur : 10057
Desole, je ne peux pas fermer la session TCP du a l'erreur : 1 10057
closesocket : OK
WSACleanup : OK [ABC]
```

FIG. A.2: Visualisation de l'erreur de transmission

Sur la figure A.2, nous observons bien que les données CAN dataCAN ont été bien reçues (41 42 43), mais aussi nous pouvons lire sur la figure les messages d'erreur disant que la socket côté serveur n'est pas ouverte.

A.1.2 Cas 2

Nous avons ouvert, suite au message d'erreur, une socket côté serveur et nous allons relancer la transmission. Voici un aperçu. (Montage identique cas 1)

```

C:\>testcan 3
test=3 net=0 id-1st=0 id-last=100 count=1
txbuf=10 rxbuf=100 txtout=1000 rxtout=5000 baudrate=4 testcount=-1
Duration= 2490 msec Can-Messages=1
RX-ID= 1 (0x00000001) len=3 dataCAN= 41 42 43 datarec 41 datarec 42 da
tarec 43 Tableau de data recupere ABC
Bonjour, vous etes du cote client.

WSAStartup : OK
socket : OK
setsockopt : OK
setsockopt : OK
send : OK
shutdown : OK
closesocket : OK
WSACleanup : OK
  
```

FIG. A.3: Visualisation de la transmission côté client

Sur la figure A.3, nous observons que la transmission de données ABC a été bien reçue, mais aussi les étapes proposées dans le cas 1 sont satisfaites pour la transmission client vers serveur. Par l'intermédiaire de l'ouverture d'une socket côté SERVEUR, nous avons résolu les erreurs de connexions entre le client/serveur présent dans le cas 1.

Sur la figure A.4, nous pouvons remarquer les différentes opérations exécutées par le serveur. Une série de fonctions sert à l'ouverture de la socket et une s'occupe de l'écoute du port pour l'acquisition de la donnée.

```

"C:\Serveur_tcp\Debug\Serveur_tcp.exe"
Bonjour, vous etes du cote serveur.
WSAStartup : OK
socket : OK
setsockopt : OK
bind : OK
listen : OK
Attente de la reception de demande d'ouverture de session tcp (SYN)
  
```

FIG. A.4: Visualisation de l'ouverture du port côté serveur et attente de réception

La figure A.5 détaille l'ensemble des actions réalisées du côté SERVEUR. Nous pouvons remarquer que la transmission s'est déroulée correctement, la donnée 'ABC' a été récupérée. L'ensemble des fonctions d'ouverture, d'écoute et de fermeture sont indiquées et se sont exécutées correctement.


```
C:\Serveur_tcp\Debug\Serveur_tcp.exe
Bonjour, vous êtes du cote serveur.
WSAStartup : OK
socket : OK
setsockopt : OK
bind : OK
listen : OK
Attente de la reception de demande d'ouverture de session tcp <SYN>
accept : OK

Voici les données : ABC
shutdown : OK
closesocket : OK
closesocket : OK
WSACleanup : OK
Bonjour, vous êtes du cote serveur.
WSAStartup : OK
socket : OK
setsockopt : OK
bind : OK
listen : OK
Attente de la reception de demande d'ouverture de session tcp <SYN>_
```

Données reçues

Fonctions fermeture socket côté SERVEUR

FIG. A.5: Réception des données transmises du client

Dans cet annexe, nous avons présenté un exemple de l'application réalisée pour communiquer entre un système fonctionnant au format CAN et étant connecté par l'intermédiaire d'une transmission CPL.

Liste des tableaux

1.1	Classification des réseaux automobiles en fonction du débit.	11
1.2	Protocoles embarqués utilisé dans l'automobile.	13
1.3	Propriétés de quelques protocoles embarqués	15
1.4	Applications Yamar	23
2.1	Configuration des interrupteurs pour les mesures S_{21}	40
2.2	Comparaison de l'OFDM et du CDMA	57
2.3	Comparaison des spécifications entre Homeplug 1.0 et Homeplug AV	59
3.1	Caractéristiques physiques du canal	69
3.2	Paramètres de la chaîne	71
3.3	Meilleurs codes convolutifs de rendement $R = 1/2$ et de longueur de contrainte comprise entre 3 et 10.	74
3.4	Paramètres de base pour chaque simulation	79
3.5	Paramètres pour chaque simulation	81
3.6	Paramètres pour chaque simulation	82
3.7	Paramètres de base pour les simulations codées RS	85
3.8	Paramètres pour les simulations RS + code convolutif	85
3.9	Conversion bits à symboles	89
3.10	Paramètres de simulation	90
3.11	Paramètres identiques pour chaque simulation	92
3.12	Paramètres pour les simulations 128-2048	93
3.13	Paramètres pour les simulations 128-2048 en présence de l'égalisation ZF	94
3.14	Paramètres pour les simulations 128-2048 en présence de l'égalisation ZF	96
3.15	Synthèse des résultats de simulations	98
4.1	Caractéristiques fonctionnelles du modem LEA	103
4.2	Limites des perturbations bande étroite et large en rayonné	105
4.3	Limites des perturbations bande étroite en conduit sur les lignes	105
4.4	Caractéristiques fonctionnelles du modem SpiDCom	111
4.5	Débit obtenu par les modems LEA	114
4.6	Classifications des organes influençant la transmission des modems LEA	116
4.7	Débit obtenu par les modems SpiDCom	117
4.8	Classifications des organes influençant la transmission des modems SpiDCom	118

Table des figures

1.1	Présentation des fonctions présentes en automobile	11
1.2	Modèle de communication OSI	12
1.3	Description de l'architecture d'un réseau embarqué automobile [25]	15
1.4	Description des protocoles embarqués	16
1.5	Représentation des bandes de fréquences utilisées par les CPL	19
1.6	Principe d'accès OutDoor	20
1.7	Principe d'accès InDoor	21
2.1	Forme typique d'une impulsion isolée	30
2.2	Forme typique d'une impulsion rafale	31
2.3	Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des freins	32
2.4	DSP associée	32
2.5	Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des freins	32
2.6	DSP associée	32
2.7	Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des freins à proximité des lampes	33
2.8	DSP associée	33
2.9	Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation des essuie-glaces	33
2.10	DSP associée	33
2.11	Bruit mesuré sur véhicule lors de l'activation du démarreur	33
2.12	DSP associée	33
2.13	Implantation générale des faisceaux dans la 407	36
2.14	Exemple de schéma électrique sur véhicule	37
2.15	Schéma d'une liaison directe	38
2.16	Schéma d'une liaison indirecte	39
2.17	Schéma de principe de mesure pour le trajet AB	40
2.18	Fonction de transfert du canal sur le trajet $A \Rightarrow B$	41
2.19	Fonction de transfert du canal pour des liaisons directes	42
2.20	Coefficient S_{21} dans le cas d'une liaison indirecte présentant des variations de charges	43
2.21	Coefficient de corrélation dans le cas d'une liaison indirecte	43
2.22	Principe de l'étalement de spectre par séquence directe.	47
2.23	Description de la technique d'étalement de spectre	48
2.24	Exemples de 3 sous-porteuses au sein d'un symbole OFDM	51
2.25	Exemples de spectre de sous-porteuses OFDM	51
2.26	Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal OFDM composé de 8 sous-porteuses.	52
2.27	Densité spectrale de puissance normalisée d'un signal OFDM composé de 256 sous-porteuses.	52

2.28	Le préfixe cyclique	53
2.29	Apparition d'ICI due à l'insertion d'un intervalle de garde nul	54
2.30	Les trois principales techniques d'accès multiple	55
2.31	Masque de puissance du standard Homeplug avec prise en compte des fréquences des radioamateurs	58
2.32	Format long de trame Homeplug	60
2.33	Classement des différents protocoles	61
2.34	Multiplexage fréquentiel	63
2.35	Multiplexage temporel	64
3.1	Synoptique de la chaîne de communication	69
3.2	Synoptique de l'insertion des pilotes	71
3.3	Synoptique de l'estimation et égalisation de canal	72
3.4	Résultats de validation de la simulation	75
3.5	Fonction de transfert de faisceau mesurée	76
3.6	Fonction de transfert de faisceau caractérisée par un filtre	76
3.7	Synoptique du canal	76
3.8	Synoptique du canal dynamique	77
3.9	Synoptique du couplage au faisceau et filtrage	77
3.10	Principe de l'entrelacement matriciel	78
3.11	Principe de l'entrelacement en bloc	79
3.12	Fonction de transfert du canal entre les points A-B	80
3.13	Résultats de simulation de TEB sur canal statique	81
3.14	Résultats de simulation de taux d'erreur	83
3.15	Résultats de simulation de taux d'erreur en présence d'un codage RS	86
3.16	Constellation d'états de la modulation $\pi/4$ -DQPSK	88
3.17	Constellation d'états de la séquence binaire	89
3.18	Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal direct en utilisant une DQPSK sans égalisation	91
3.19	Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal indirect en utilisant une DQPSK sans égalisation suivant différents nombres de sous porteuses	94
3.20	Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal indirect avec égalisation suivant différents nombres de sous porteuses	95
3.21	Résultats de simulation de taux d'erreur sur un canal indirect avec égalisation suivant différents nombres de sous porteuses	96
4.1	Modem LEA adapté au support	103
4.2	Modem LEA adapté au support	104
4.3	Mesures en conduit du modem LEA	106
4.4	Couplage et filtre des modems CPL	107
4.5	Banc d'essai des modems CPL	107
4.6	Mesures spectrales du signal Homeplug	108
4.7	Modem de test SpiDCom	110
4.8	Mesures spectrales de sortie du modem SpiDCom	111
4.9	Banc de test du modem SpiDCom	112
4.10	Logiciel de paramétrage des modems SpiDCom	113
4.11	Points de mesures	114

4.12	Implantations des points de tests	115
4.13	Architecture visée pour les transmissions intra-véhicule	120
4.14	Format de l'entête de la trame IP	121
4.15	Format de la trame CAN V2.0A	124
4.16	Solution visée pour l'adaptation	125
4.17	Schéma de transmission réalisée	126
4.18	Description du système CPL embarqué	128
4.19	Modem CPL sur FPGA	128
4.20	Ecran de reception vidéo et contrôle des caméras	128
4.21	Intégration sur véhicule	129
4.22	Réception de la vidéo et affichage du spectre	130
4.23	Exemple d'amélioration de faisceau électrique	133
A.1	Trame ABC émise	137
A.2	Visualisation de l'erreur de transmission	138
A.3	Visualisation de la transmission côté client	139
A.4	Visualisation de l'ouverture du port côté serveur et attente de réception	139
A.5	Réception des données transmises du client	140

Bibliographie

- [1] C. Wilwert. *Influence des fautes transitoires et des performances temps réel sur la sûreté des systèmes X-by-Wire*. PhD thesis, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2005.
- [2] G. Leen et D. Hefferman. Expanding automotive electronic systems. *Comput. Control Eng. J.*, 35(1) :88–93, Janvier 2002.
- [3] COLLECTIF DOSSIER. Automobile : l'électronique accélère l'innovation. *Électronique internationale*, 448 :15–30, Octobre 2001.
- [4] Dominique Paret. *Le bus CAN*. édition Dunod, 1996.
- [5] Dr.Christopher Temple, editor. *FlexRay International Workshop*, Detroit, March 2003. Motorola, www.flexRay.com.
- [6] J. W. Specks and A. Rajnák. Lin - protocol, development tools, and software interfaces for local interconnect networks in vehicles. 2000.
- [7] F. Nouvel. Étalement de spectre et modulations multi-porteuses dans les systèmes de communications, méthodologie de conception de ces systèmes sur des plate-formes de prototype hétérogènes. *HDR soutenue à l'université de Rennes 1*, Juillet 2005.
- [8] Vers une approche globale de la dynamique véhicule. *Ingenieurs de l'automobile*, pages 24–33, août 2000.
- [9] J-P. Landragin. Avec le 42v, l'automobile aborde la révolution du tout-électrique. *Electronique Magazine*, 2003.
- [10] B. Hedenetz and R. Belschner. Brake-by-wire without mechanical backup using a ttp-communication network.
- [11] B. Heitzer and A. Seewald. Development of fault-tolerant steer-by-wire steering system.
- [12] Robert Bosch GmbH. Can specification v2.0. Technical report, BOSCH, Stuttgart, September 1991.
- [13] Sae vehicle network for multiplexing and data communications standards committee. Technical report, SAE J1850 Standard, May 1994.
- [14] Normalisation française : Véhicule routiers. transmissions de données. Technical report, Norme AFNOR, Décembre 1990.
- [15] J. Gabon. Etudes et adaptation de protocoles pour applications courant porteur en ligne. *Rapport de stage de DEA/Ingénieur INSA Rennes*, Juillet 2004.
- [16] SAE. I.r. class c multiplexing, applications requirements.
- [17] G. Leen, D. Heffernan, and A. Dunne. Digital networks in automotive vehicle. *Comput. Control Eng. J.*, 10(6) :257–266, Décembre 1999S.
- [18] J.M. Electronique. *Ingénieur de l'automobile*, 2003.
- [19] Nicolas Navet. Le réseau can. Technical report, INRIA Lorraine, 2001.

- [20] INRIA Lorraine, editor. *Le réseau FlexRay*. loria, www.loria.fr/nnavat, janvier 2003.
- [21] Burkhard Bauer and Bernd Elend. The electrical physical layer. Technical report, Philips, 2002.
- [22] TTTech. *Time-Triggered Protocol TTP/C*, november 2003.
- [23] TTECH group. Bus-compatibility specification V 1.0. Technical report, tttech, july 2002.
- [24] Site de l'alliance, 2006. <http://www.mostnet.de>.
- [25] Pei circuits and systems research center university of limerick, 2006. <http://www.pei-csrc.ul.ie>.
- [26] S. Lee, Y. Park, J. Yu, D.H. Lee, and S. Lee. Performance of wlan 802.11b standard at in-vehicle environment. *2006 IEEE 6^e International Conference on ITS Telecommunications*, pages 1110–1113, June 2006.
- [27] Homeplug 1.0 white paper, 2001. <http://www.homeplug.org>.
- [28] Homeplug av white paper, 2005. <http://www.homeplug.org>.
- [29] <http://www.plcforum.org>.
- [30] Rnrt dolie, <http://www.rnrt.org/rnrt/projets>.
- [31] K. Afkhamie, S. Katar, L. Yonge, and R. Newman. An overview of the upcoming homeplug AV standard. pages 400–404, May 2005.
- [32] <http://www.yamar.com>.
- [33] F. Nouvel. *Communications intra-véhicule par étalement de spectre et courant porteur. Mesures et évaluations de performances en environnement perturbé*. PhD thesis, Institut National des sciences appliquées de Rennes (INSA), 1994.
- [34] S. Haese. *Conception d'un système de transmission VAN à Courant Porteur par étalement de spectre*,. PhD thesis, Institut National des sciences appliquées de Rennes (INSA), 1997.
- [35] A. Schiffer. Statistical channel and noise modelling of vehicular dc-lines for data communication. *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf., Tokyo*, 2000.
- [36] T. Huck, J. Schirmer, and K. Dostert. Tutorial about the implementation of a vehicular high speed communication system. *IEEE ISPLC 2005*, 2005.
- [37] M. Olivas Carrion. *Communications sur le réseau d'énergie électrique d'un véhicule : modélisation et analyse du canal de propagation*. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille (USTL), 2006.
- [38] M. Zimmermann and K. Dostert. An analysis of the broadband noise scenario in powerline networks. April 2000.
- [39] Limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics for the protection of receivers used on board vehicles. Technical report, CISPR-25, 2002.
- [40] M. Zimmermann and Klaus Dostert. Analysis and modeling of impulsive noise in broadband powerline communications. *IEEE Trans. Electromagn. Compact.*, 44(1) :249–258, Février 1998.
- [41] V. Dégardin, M. Olivas Carrion, M. Liénard, and P. Degauque. In-vehicle power line communication : Impulsive noise characteristics. *proceedings URSI General Assembly*, 2005.
- [42] V. Dégardin, M. Liénard, and P. Degauque. Impulsive noise on in-vehicle power lines : Characterization and impact on communication performance. *Power Line Communications and Its Applications, IEEE International Symposium on*, 2006.

- [43] D. Raphaeli and E. Bassin. A comparison between ofdm, single carrier, and spread spectrum for high data rate plc. pages 162–168, Mars 1999.
- [44] H. Hrasnica, A. Haidine, and R. Lehnert. *Broadband Powerline Communications Networks : Network Design*. John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [45] E. Del Re, R. Fantacci, S. Morosi, , and R. Seravalle. Comparison of cdma and ofdm techniques for downstream power-line communications on low voltage grid. *IEEE TRANSACTIONS ON POWER DELIVERY*, 18(4) :1104–1109, October 2003.
- [46] C.E. Cook. Spread-spectrum communications. *IEEE Press*, 1983.
- [47] R.C. Dixon. *Spread spectrum systems*. Seconde édition, ISBN 0-471-88309-3, 1986.
- [48] Diakoumis Gerakoulis and Evaggelos Geraniotis. *CDMA : Access and Switching*. John Wiley & Sons Ltd, 2001.
- [49] R.L. Pickholtz, D.L. Shilling, and L.B. Milstein. Theory of spread-spectrum communications — a tutorial. 30(5) :855–884, May 1982.
- [50] Kamil Sh. Zigangirov. *THEORY OF CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION*. John Wiley & Sons Ltd, 2004.
- [51] Samuel C. Yang. *CDMA RF System Engineering*. Artech house, 1998.
- [52] John B. Groe and Lawrence E. Larson. *CDMA Mobile Radio Design*. Artech house, 2000.
- [53] M.L. Doeltz, E.T. Heald, and D.L. Martin. Binary data transmission techniques for linear systems. 45 :656–661, May 1957.
- [54] JAC. Bingham. Multicarrier modulation for data transmission : an idea whose time has come. *IEEE Communications Magazine*, pages 5–14, Mai 1990.
- [55] R. Prasad. *van New R. OFDM Wireless Multimedia Communications*. Artech House, City, 2000.
- [56] J.G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw Hill series in electrical and computer engineering, 1995.
- [57] Wu Yiyan W.Y. Zou. Cofdm : an overview. *IEEE Transactions*, 41, March 1995.
- [58] T. Sartenaer, F. Horlin, and L. Vandendorpe. Multiple access techniques for wideband upstream powerline communications : CAP-CDMA and DMT-FDMA. In *Proc. IEEE International (ICC)*, volume 2, pages 1064–1068, December 2000.
- [59] John A. C. Bingham. *ADSL, VDSL, and Multicarrier Modulation*. John Wiley & Sons Ltd, 2000.
- [60] U. Reimers. Digital video broadcasting. *Communications Magazine, IEEE*, 36 :104–110, June 1998.
- [61] R. J. Smith. *WiFi Home Networking*. McGraw Hill series in electrical and computer engineering, 2003.
- [62] LAN/MAN Standards Committee of the IEEE Computer Society. Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications : Higher-speed physical layer extension in the 2.4 ghz band. *IEEE-SA Standards Board*, September 1999.
- [63] M. Alard and R. Halbert. Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers.

- [64] A. R. S. Bahai and B. R. Saltzberg. *Multi-Carrier Digital Communications : Theory and Applications of OFDM*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [65] R. v. Nee and R. Prasad. *OFDM for wireless multimedia communications*. Artech house, 2000.
- [66] H. Liu and G. Li. *OFDM-Based Broadband Wireless Networks : Design and Optimization*. John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [67] M. K. Lee, H.A. Latchman, R. E. Newman, S. Katar, and L. Yonge. Field performance comparison of ieee 802.11b and homeplug 1.0. *Communications Magazine, IEEE*, 36 :104–110, June 1998.
- [68] M. Crussière. *Étude et optimisation de communications à haut-débit sur lignes d'énergie : exploitation de la combinaison OFDM/CDMA*. PhD thesis, Institut National des sciences appliquées de Rennes (INSA), 2005.
- [69] A. Massiani. *Prototypage de Systèmes Haut Débit combinant Étalement de Spectre, Multi-porteuses et Multi-antennes*. PhD thesis, Institut National des sciences appliquées de Rennes (INSA), 2005.
- [70] R. Esmailzadeh and M. Nakagawa. *TDD-CDMA for Wireless Communications*. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [71] Carrier sense multiple access with collision detection (csma/cd) access method and physical layer specifications. Technical report, IEEE Computer Society, March 2002.
- [72] E. Del Re, R. Fantacci, S. Morosi, and R. Seravalle. Comparison of CDMA and OFDM techniques for downstream power-line communications on low voltage grid. 18(4) :1104–1109, October 2003.
- [73] B. Mashburn, H. Latchman, T. VanderMey, L. Yonge, and K. Tripathi. Signal processing challenges in the design of the homeplug av powerline standard to ensure co-existence with homeplug 1.0.
- [74] [http ://www.matlab.com](http://www.matlab.com).
- [75] H. Schulze and C. Lüders. *Theory and Applications of OFDM and CDMA*. John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [76] A.M. Michelson A.H. Levesque. *Error-control techniques for digital communications*. John Wiley & Sons Ltd, 1985.
- [77] Robert H. Morelos-Zaragoza. *The Art of Error Correcting Coding*. John Wiley & Sons Ltd, 2002.
- [78] [http ://www.leacom.com](http://www.leacom.com).
- [79] [http ://www.intellon.com](http://www.intellon.com).
- [80] [http ://www.valeo.com](http://www.valeo.com).
- [81] [http ://www.spidcom.com](http://www.spidcom.com).
- [82] [http ://www.spidcom.com/pdf/spk200-e](http://www.spidcom.com/pdf/spk200-e)
- [83] R. J. BUD BATES. *Braodband Telecommunications Handbook*. McGraw-Hill Telecom, 2002.
- [84] [http ://dast.nlanr.net/projects/iperf/](http://dast.nlanr.net/projects/iperf/).

- [85] P. Atelin and J. Dordoigne. *Réseaux informatiques, Notions fondamentales : Normes, Architecture, Modèle OSI, TCP/IP, Ethernet, Wi-Fi...* Broché, 2006.
- [86] [http ://www.can-cia.de](http://www.can-cia.de).
- [87] V. Dégardin. *Analyse de la faisabilité d'une transmission de données haut-débit sur le réseau électrique basse tension*. PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2002.
- [88] J. Campello and J. Cioffi. Optimal discrete loading. ANSI Contribution T1E1.4/98-341, Plano, TX, November 30, 1998.
- [89] K. Fazel and S. Kaiser. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems*. John Wiley & Sons Ltd, 2003.
- [90] S. Mallier. *Classification des bruits impulsifs du réseau d'accès ADSL et étude comparative des modulations DMT et MC-CDMA*. PhD thesis, Institut National des sciences appliquées de Rennes (INSA), 2001.
- [91] S. Kaiser and W-A. Krzymien. Performance effects of the uplink asynchronism in spread-spectrum multi-carrier multiple acces system. *European Transactions on Communications*, 10, July 1999.

Résumé

L'évolution du nombre de systèmes électroniques dans les véhicules engendre un accroissement des échanges entre les systèmes électroniques et nécessite une multiplication des faisceaux de câblage. Ces faisceaux point-à-point ou multiplexés atteignent des longueurs supérieures à 2 km sur les voitures haut de gamme. Pour réduire le nombre de fils, le concept de multiplexage est une solution. Ce concept consiste à faire transiter sur une seule et même ligne de liaison des communications appartenant à plusieurs paires d'équipements émetteurs et récepteurs. Les solutions basées sur les protocoles CAN, FLEXRAY, LIN sont déjà présentes sur les véhicules actuels. Les avantages de telles solutions sont multiples, mais engendrent aussi des disparités sur les protocoles et supports associés. Les communications entre les protocoles nécessitent des interfaces, qui dès lors pénalisent les débits et ne sont plus temps réel. Afin de réduire cette disparité et réduire le nombre de câbles, nous nous sommes intéressés à une solution basée sur les techniques dites de courant porteur en ligne (CPL/PLC). Démontrer la faisabilité d'un tel système sur un véhicule est l'objet de notre contribution au projet PREDIT CCPE. La première partie du document a porté sur la description de l'étude. Après avoir développé le contexte, les principes des techniques de transmission par CPL dans le domaine Indoor sont rappelés. Dans la seconde partie du document, l'étude porte dans un premier temps sur les caractéristiques du canal de transmission embarqué puis sur la présentation des techniques CDMA et OFDM. La troisième partie du mémoire décrit la modélisation du système de transmission. Elle a consisté à étudier la modulation Homeplug en présence d'un canal automobile. Au cours de cette étude, plusieurs optimisations ont été apportées pour obtenir un gain en taux d'erreur et débit. Enfin, la dernière partie porte sur les mesures et expérimentations sur véhicules. Une description des modems CPL adaptés est réalisée. Cette partie a permis de classer les organes influençant la transmission, de mesurer les taux de transfert et de démontrer la robustesse de la modulation choisie. Ainsi, ces différents travaux montrent la pertinence des solutions proposées pour la transmission CPL au sein d'un véhicule.